corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 11 - 18 febbraio 1961 - un fascicolo lire 150 20° numero

corso di

RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

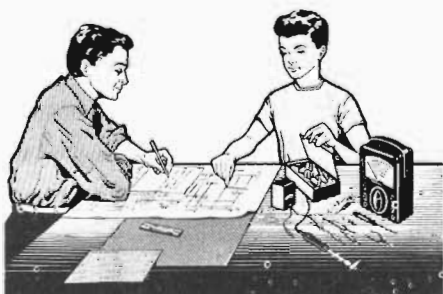
Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

Lezione 58ª

TRASFORMATORI di BASSA FREQUENZA

Nella lezione 37ª, si è visto analiticamente il funzionamento dei trasformatori in genere; i riferimenti ivi contenuti, e molte delle considerazioni esposte, vertevano però esclusivamente sui trasformatori di alimentazione, vale a dire su organi caratterizzati sempre dall'impiego di una certa potenza e dal funzionamento con tensioni alternate a frequenza fissa ed unica (frequenza di rete). Nel campo radiotecnico si incontrano spesso, oltre ai citati trasformatori, anche quelli che sono destinati all'uso su di una intera gamma di frequenze e che, molte volte, sono solo trasformatori di tensione, non avendo cioè il compito del trasferimento di potenza, ma dovendo semplicemente variare le tensioni di segnale negli stadi amplificatori di tensione. Si tratta dei trasformatori intervalvolari, dei trasformatori microfonici ecc., ai quali già abbiamo fatto un cenno alla lezione 55ª, esaminando i diversi sistemi di accoppiamento intervalvolare. Il lettore sa già quindi, in linea di massima, quali sono i vantaggi e quali gli inconvenienti del sistema interstadio a trasformatore.

Il trasformatore per Bassa Frequenza presenta in effetti una tale importanza che giudichiamo debba essere oggetto di un'intera lezione, così come lo è stato quello per alimentazione. Naturalmente, diamo per acquisiti molti concetti dato che, come principio teorico di funzionamento, non vi è differenza tra le due categorie: tuttavia, in alcuni punti, sarà utile ripetere qualche caratteristica per meglio seguire l'esposizione delle nuove nozioni. Ciò premesso, osserviamo uno schema nel quale figurano ben tre trasformatori, ognuno dei quali — pur sempre nell'applicazione a frequenze audio — svolge un compito diverso da quello degli altri due. Lo schema è riprodotto alla **figura 1** e rappresenta un completo amplificatore a tre valvole (esclusi i circuiti di alimentazione).

Come si può notare, nel primo stadio dell'amplificatore viene impiegato un trasformatore di tensione, il cosiddetto **trasformatore d'entrata**, che ha la funzione di elevare la debole tensione del segnale proveniente da un microfono o da altra sorgente analoga. I trasformatori d'entrata hanno di solito un rapporto di spire tra primario e secondario assai elevato, ossia in salita, allo scopo di elevare notevolmente la bassa tensione del segnale di ingresso.

L'uscita del secondo stadio amplificatore di tensione è accoppiata alla griglia dello stadio amplificatore di potenza mediante un trasformatore di tensione, chiamato **trasformatore intervalvolare.** Normalmente, i trasformatori intervalvolari hanno un rapporto di spire di uno a tre.

L'uscita dello stadio amplificatore di potenza viene chiusa su una resistenza di carico (che potrebbe essere, ad esempio, la bobina mobile di un altoparlante) attraverso un accoppiamento ottenuto mediante il cosiddetto **trasformatore d'uscita.** I trasformatori d'uscita sono trasformatori di potenza, poichè devono fornire la potenza relativamente elevata richiesta dal carico. Essi hanno generalmente un rapporto di trasformazione in discesa, poichè, riducendo la tensione d'uscita ottenuta dall'amplificatore di potenza, si ottiene lo scopo di aumentare la corrente fino al valore richiesto dal carico, adeguando così l'uscita stessa alle sue caratteristiche.

L'analisi di ciascuno dei tipi di trasformatori di accoppiamento sopra menzionati è facilitata ricorrendo allo studio di un *circuito equivalente* in cui si suppone presente un **trasformatore ideale**. Le proprietà di questo trasformatore ideale che ora descriveremo, ci serviranno poi per studiare il comportamento dei trasformatori reali.

IL TRASFORMATORE IDEALE

Si dice « trasformatore ideale » un trasformatore che non presenta alcuna perdita, ossia che non dissipa potenza. Ovviamente, non esiste in pratica un trasformatore che presenti tali caratteristiche, ma attraverso lo studio di un trasformatore ideale potremo analizzare con maggiore semplicità il funzionamento dei trasformatori reali (che in pratica si avvicinano molto ad esso). L'uso del concetto di trasformatore ideale permette di rappresentare un circuito equivalente a quello di un trasformatore vero: le perdite caratteristiche di quest'ultimo si immagina che avvengano in un semplice circuito totalmente separato dal trasformatore ideale stesso.

Diretta conseguenza della definizione di trasformatore ideale (e cioè senza perdite) è il fatto che il carico connesso ai capi del suo secondario riceve tutta la potenza che al primario viene applicata dal generatore (**figura 2**). La potenza di entrata P_e fornita dal generatore è eguale a $E_1 \times I_1$ e la potenza di uscita P_u è eguale a $E_2 \times I_2$. Poichè la potenza di entrata è eguale a quella di uscita, ne segue che $E_1 \times I_1$ è eguale a $E_2 \times I_2$.

In un trasformatore ideale, il rapporto tra la tensione presente ai capi del primario e quella presente ai capi del

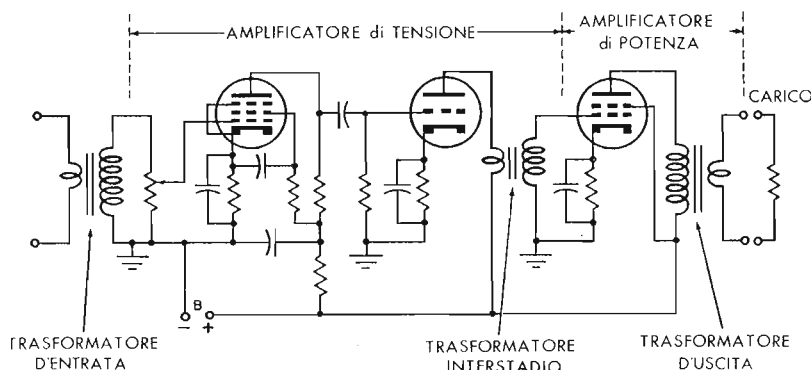



Fig. 1 — Amplificatore a tre valvole nel quale trovano impiego tre diversi tipi di trasformatori per Bassa Frequenza. Il rapporto di trasformazione dei primi due (entrata e intervalvolare) è in salita: essi agiscono in stadi amplificatori di tensione. Il rapporto dell'ultimo (uscita) è in discesa: stadio di potenza.

secondario è, ovviamente, eguale al rapporto tra il numero di spire del primario e quello del secondario. In simboli:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

Se lo scopo di un trasformatore è unicamente quello di isolare elettricamente il circuito del primario da quello del secondario, allora il rapporto di spire è di uno a uno (si scrive 1 : 1). Se invece al secondario si vuole avere una tensione più bassa che al primario, il trasformatore ha un rapporto di spire $N_1 : N_2$ maggiore di uno (*in discesa*), mentre se si vuole una tensione più alta, il rapporto stesso è minore dell'unità (*in salita*).

Poichè il prodotto della tensione E per la corrente I è costante su entrambi i lati del trasformatore ideale (essendo $E_1 \times I_1$, come abbiamo visto più sopra, eguale ad $E_2 \times I_2$), se la tensione viene elevata, la corrente diminuisce, e viceversa. Il rapporto delle correnti è quindi l'inverso del rapporto delle tensioni, cioè:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{E_1}{E_2}$$

Il rapporto tra la tensione e la corrente del primario ($E_1 : I_1$) si denomina **impedenza riflessa dal secondario**, vista nel primario. Essa non è eguale all'impedenza reale del secondario. Chiariamo questo concetto con un esempio. Prendiamo in considerazione il circuito della figura 2-**A**, e supponiamo che ai capi del secondario del trasformatore sia presente una tensione (E_2) di 6 volt; essendo il carico (R_c) di 6 ohm, attraverso il circuito del secondario fluirà una corrente (I_2) di 1 ampère (6 : 6 = 1).

Indichiamo con n il rapporto (discendente) delle spire, e supponiamo in particolare che n sia $N_1 : N_2 = 20$. Il generatore quindi, alimenterà questo trasformatore ideale con tensione 20 volte maggiore di quella presente al secondario, ossia (20 × 6) con 120 volt; in conseguenza, la corrente sarà 20 volte minore (1 : 20), ossia sarà di 50 milliampère. Il generatore « vede » perciò una impedenza che, calcolata per mezzo della legge di Ohm, (120:0,05), risulta di 2.400 ohm. L'impedenza vista dal generatore è quindi 20^2 volte, ossia 400 volte maggiore di quella di carico (6 ohm). L'impedenza di 2.400 ohm, vista dal generatore si suole chiamare come abbiamo sopra accennato, « impedenza riflessa dal secondario sul primario » o, più brevemente, « impedenza riflessa ». In generale, l'impedenza riflessa vista dal generatore risulta dal prodotto dell'impedenza reale del secondario, moltiplicata per il quadrato del rapporto di spire n:

$$Z_1 = \frac{(N_1)^2}{N_2} Z_2 = n^2 Z_2$$

L'esempio precedente mostra che l'impedenza riflessa **è maggiore dell'impedenza di carico**, poichè essa viene riflessa ai capi del numero di spire del primario, che è maggiore del numero di spire del secondario. Nel caso invece del circuito di figura 2-**B**, essendo il trasformatore del tipo con rapporto di spire minore di uno, ossia in salita, l'impedenza riflessa vista dal generatore risulta **inferiore all'impedenza di carico**, poichè viene riflessa ai capi del primario costituito da un numero minore di spire.

TRASFORMATORI d'USCITA REALI

I cosiddetti « trasformatori d'uscita » si usano allo scopo di accoppiare l'ultimo stadio di un amplificatore al carico relativo, quale potrebbe essere ad esempio l'altoparlante. I trasformatori d'uscita reali differiscono dal trasformatore ideale per il fatto che il filo con cui si avvolge il primario ed il secondario ha, ovviamente, una resistenza finita, che, come tale, provoca una dissipazione di potenza. Nei trasformatori reali, le altre perdite, cioè quelle derivanti da correnti disperse e dall'isteresi, sono trascurabili rispetto alle perdite dovute alla resistenza degli avvolgimenti.

Il fatto che i trasformatori d'uscita più tipici presentino un rendimento compreso tra l'ottanta ed il novantacinque per cento rispetto al trasformatore ideale (che ovviamente presenta il 100%) fa sì che, calcolando l'impedenza riflessa secondo il metodo dianzi esposto, si introduca solo un piccolo errore. Quindi, per il calcolo dell'impedenza riflessa, si può considerare il trasformatore d'uscita come se fosse un trasformatore ideale, ossia come se avesse un rendimento del 100%.

Normalmente, sui trasformatori d'uscita in commercio non è indicato il rapporto delle spire, bensì le impedenze per le quali il trasformatore è stato progettato. Un trasformatore d'uscita, le cui caratteristiche intendono

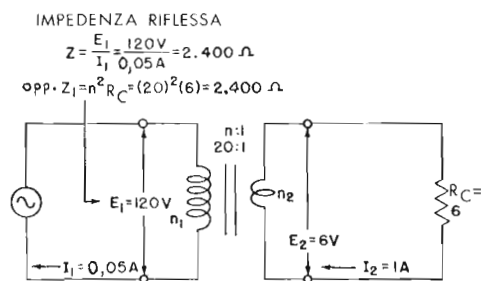



Fig. 2-A — Con un trasformatore a rapporto in discesa (20:1); l'impedenza che il carico del secondario (6 ohm) riflette sul primario è pari a detto carico moltiplicato il quadrato del rapporto delle spire ($6\times 20^2=2.400$ ohm).

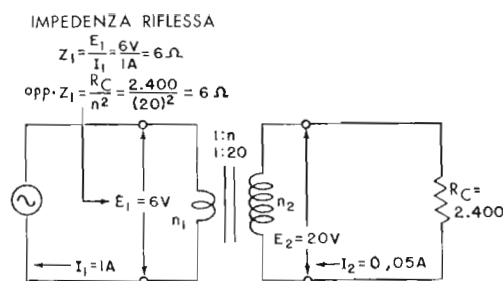



Fig. 2-B — Con un trasformatore a rapporto in salita (1:20), l'impedenza che il carico (2.400 ohm) riflette sul primario è pari al suo valore diviso il quadrato del rapporto di spire $2.400:20^2=$ 6 ohm).

avvicinarsi a quelle del trasformatore ideale di figura 2-A, viene indicato dallo schema di **figura 3-A**.

Talora, questi trasformatori sono costruiti con prese varie sugli avvolgimenti, in modo da renderne possibile l'impiego con rapporti diversi di impedenza. Così, ad esempio, il trasformatore d'uscita della figura 3-**B**, può essere usato sia con un carico di 6 ohm che con un carico di 15 ohm. Il carico, naturalmente, va connesso ai terminali numerati corrispondentemente; in entrambi i casi l'impedenza riflessa nel primario rimane a 2.400 ohm.

I trasformatori d'uscita vengono spesso erroneamente considerati solo come trasformatori adattatori d'impedenza. Un trasformatore d'uscita però non è necessariamente un adattatore d'impedenza. Il suo scopo principale è quello di fornire alla valvola amplificatrice di potenza quella *impedenza di carico* che è richiesta per ottenere la massima potenza d'uscita indistorta; per soddisfare questo requisito, l'impedenza riflessa vista dalla valvola non è eguale, di solito, alla resistenza interna della valvola stessa; quindi, esiste una diversità tra la resistenza interna di placca e l'impedenza riflessa del carico.

TRASFORMATORI INTERVALVOLARI

I trasformatori che vengono usati per accoppiare due stadi successivi di un amplificatore sono noti generalmente col nome di trasformatori intervalvolari. L'accoppiamento mediante trasformatore intervalvolare è, sotto alcuni aspetti già a suo tempo accennati, superiore agli altri tipi di accoppiamento. Anzitutto, il rapporto in salita delle spire consente allo stadio relativo un guadagno di tensione superiore al coefficiente di amplificazione della valvola; in secondo luogo, la tensione anodica occorrente non è necessariamente molto alta, poichè la caduta di tensione ai capi del primario del trasformatore è così piccola che quasi tutta la tensione disponibile risulta applicata alla placca della valvola; infine, il circuito può venire facilmente adattato ad un funzionamento in controfase, ciò che permette di ridurre sostanzialmente la distorsione.

Gli inconvenienti che un accoppiamento mediante trasformatore intervalvolare presenta sono invece i seguenti:

1) il costo di un trasformatore è superiore al costo degli elementi costituenti un circuito di accoppiamento R-C;

2) la caratteristica di risposta di un trasformatore in funzione della frequenza si estende su una banda relativamente ristretta, ed è per di più meno lineare di quella ottenuta con altri sistemi di accoppiamento;

3) i campi dispersi della corrente alternata esterni e prossimi al trasformatore inducono in esso facilmente tensioni di disturbo.

4) l'accoppiamento mediante trasformatore intervalvolare, per mantenere una curva di risposta sufficiente lineare, richiede una valvola amplificatrice con bassa resistenza di placca, quale potrebbe essere ad esempio un triodo (basso fattore di amplificazione).

La curva di risposta in funzione della frequenza, che già conosciamo, (**figura 4**), mostra l'andamento caratteristico di un amplificatore tipico con accoppiamento a trasformatore. Come si è visto a suo tempo, analizzandone i motivi, vi è una risposta assai uniforme nel tratto centrale, preceduta da una attenuazione graduale delle frequenze basse, seguita da un picco di risonanza nelle alte e, successivamente, da una rapida discesa.

CIRCUITO EQUIVALENTE di un TRASFORMATORE INTERVALVOLARE

Nell'analizzare un amplificatore con accoppiamento a trasformatore (**figura 5-A**), è utile basarsi sull'impiego di un trasformatore a rapporto di spire quanto più possibile elevato, mantenente, nello stesso tempo, basse perdite a tutte le frequenze.

Nel circuito equivalente del trasformatore, riportato alla **figura 5-B**, le perdite e l'elevamento di tensione sono rappresentate in due distinte parti del circuito: la parte cosiddetta *equivalente a T* ed il trasformatore ideale.

Nella parte equivalente a T, si hanno i componenti che causano tutte le perdite nel trasformatore reale; il trasformatore ideale è riportato solo per illustrare l'innalzamento di tensione. Considerate nell'insieme, le due parti costituiscono un circuito equivalente atto a rappresentare, con ottima approssimazione, il comportamento elettrico di un trasformatore intervalvolare, a tutte le frequenze. La dimostrazione di ciò è piuttosto complessa ed esula dai nostri fini.

Il ramo in parallelo del circuito a T è costituito da un'induttanza, L_p, il cui valore è pressochè eguale a quel-

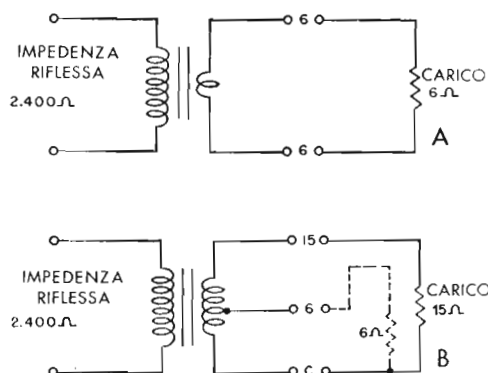



Fig. 3 — In A, trasformatore d'uscita corrispondente a quello ideale visto in figura 2-A: viene spesso indicato solo il rapporto delle impedenze. In B, trasformatore con due diversi valori di carico possibile.

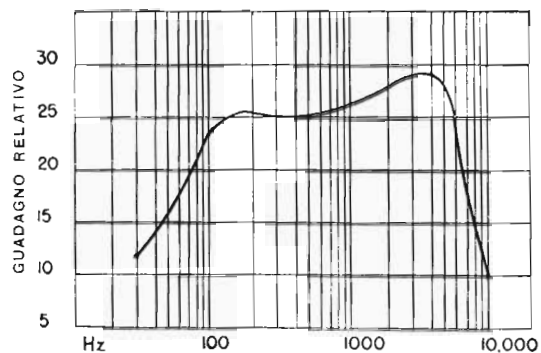



Fig. 4 — Curva rappresentante l'andamento delle risposte alle diverse frequenze in un amplificatore con accoppiamento a trasformatore. Il tratto uniforme è limitato alla zona centrale.

lo del primario del trasformatore. Il ramo in serie, a sinistra, è costituito dalla resistenza R_{pw}, corrispondente alla resistenza che l'avvolgimento primario presenta alla corrente continua. Il ramo di destra comprende invece due elementi: uno è R_{sw}/n^2, ossia la resistenza del secondario rispetto alla corrente continua, riflessa al primario, l'altro è l'induttanza dispersa riflessa del secondario, L_L.

L'induttanza dispersa — sappiamo — rappresenta quella parte del flusso magnetico totale di un trasformatore che non è concatenata nè col primario nè col secondario. Nei trasformatori intervalvolari, la quantità più rilevante di flusso disperso si ha nel lato che presenta il numero di spire più alto, ossia nel secondario. Questa induttanza dispersa è inevitabile, poichè in pratica è molto difficile accoppiare perfettamente un avvolgimento relativamente voluminoso con un nucleo piuttosto piccolo. Il flusso disperso relativo al primario, nei trasformatori intervalvolari, è invece così piccolo da poter essere trascurato, ed è per questo che non compare nel circuito a T.

Il condensatore C rappresenta, complessivamente, tutte le capacità presenti nel trasformatore, sia tra le spire che tra primario e secondario. I terminali d'uscita del circuito equivalente a T, alimentano il primario del trasformatore ideale.

La figura 5-B mostra che la tensione all'uscita del circuito a T è $-e_o/n$ ed appare al primario del trasformatore ideale. Il segno «meno» indica uno sfasamento di 180° (polarità invertita) nel trasformatore ideale.

Il comportamento di un trasformatore intervalvolare può venire studiato in modo simile a quello dell'accoppiamento R-C, analizzando la risposta alle frequenze alte, centrali e basse.

RISPOSTA dell'AMPLIFICATORE con ACCOPPIAMENTO a TRASFORMATORE

Guadagno alle frequenze centrali. Gli effetti di tutti gli elementi del circuito equivalente a T, per le frequenze centrali, sono trascurabili. Un esempio numerico servirà a chiarire questa affermazione. Il circuito equivalente a T di **figura 6-B** mostra il valore numerico delle reattanze a 1.000 Hz del circuito tipico di accoppiamento a trasformatore di figura 6-**A**. È chiaro che le impedenze dei due rami in serie sono trascurabili rispetto alle reattanze in parallelo di L_p e C. Peraltro, anche gli effetti delle reattanze in parallelo alle impedenze, sono trascurabili, essendo esse molto elevate rispetto alla resistenza interna r_p del generatore (10 kohm). Così, a 1.000 Hz, il circuito equivalente a T è trascurabile (**figura 7-A**), e l'intera tensione del generatore, $-\mu e_g$, appare ai capi del primario del trasformatore ideale; sicchè si ha:

$$-\mu e_g = -e_o/n$$

Il guadagno alle frequenze intermedie, A_M, si trova moltiplicando entrambi i membri di questa equazione per n (ottenendo $\mu n e_g = e_o$) e dividendoli successivamente per e_g. Il guadagno alle frequenze centrali è quindi:

$$A_M = \frac{e_o}{e_g} = \mu n$$

Questa equazione mostra che il guadagno in tensione alle frequenze intermedie di un amplificatore con accoppiamento mediante trasformatore intervalvolare è n volte maggiore del coefficiente della valvola, essendo n il rapporto di spire in salita. Per esempio, supponiamo che in un amplificatore ad un solo stadio sia usata una valvola 6C5 con un trasformatore a rapporto 1:3, in salita. Il μ della 6C5 è 20. Il guadagno dell'amplificatore alle frequenze intermedie è allora μn (20×3) ossia 60. Pertanto, applicando alla griglia della valvola un segnale di 1 volt (per frequenze della zona centrale della banda) si ottiene ai terminali del secondario del trasformatore una tensione di 60 volt.

La polarità o fase della tensione d'uscita di un amplificatore quale quello sopra descritto è la medesima della polarità all'ingresso, poichè sia la valvola che il trasformatore la invertono, rendendo nullo lo sfasamento totale.

Guadagno alle frequenze basse. La reattanza induttiva in parallelo del primario, L_p, (figura 6-A) non è trascurabile alle frequenze basse, poichè scende rapidamente al diminuire della frequenza del segnale applicato. Nella **figura 7-B**, abbiamo dunque rappresentata solo l'induttanza L_p essendo, per le ragioni anzi menzionate, pressochè nulla la corrente attraverso C; l'uscita del circuito equivalente a T è praticamente come un circuito aperto alle frequenze basse. Per questa ragione è possibile, alle frequenze basse, sostituire il secondo ramo in serie con un cortocircuito (figura 7-B), poichè, essendo minima la corrente che attraversa il condensatore, sarà

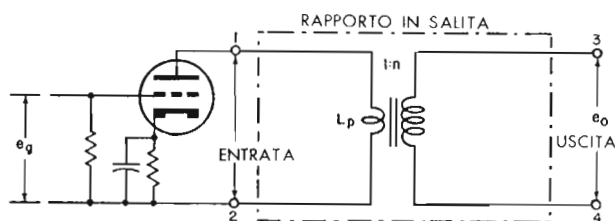



Fig. 5-A — Circuito interstadio a trasformatore preso in esame per l'analisi del comportamento a mezzo della rappresentazione di un « circuito a T equivalente » e di un « trasformatore ideale » raffigurati nell'illustrazione a lato.

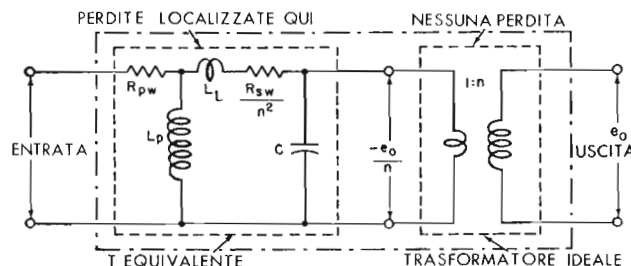



Fig. 5-B — Nel circuito a T equivalente sono rappresentati tutti gli elementi di perdita (R_{pw}; L_L; R_{sw}/n^2; C) del trasformatore, mentre ad indicare la pura e semplice trasformazione è raffigurato il « trasformatore ideale ».

pressochè nulla la caduta di potenziale ai capi di L_L ed R_{sw}/n^2. L'insieme di r_p, R_{pw} ed L_p funge da divisore della tensione applicata ai capi del generatore equivalente, $- \mu e_g$.

Una buona risposta alle frequenze basse si ottiene diminuendo la caduta di tensione in r_p e R_{pw}. Ciò richiede l'uso di un triodo avente una resistenza di placca bassa e di un trasformatore avente una dissipazione di corrente continua trascurabile.

Si può concludere che i valori permessi per l'induttanza e la resistenza di un trasformatore sono limitati dai requisiti richiesti alle frequenze alte e basse. Una induttanza molto bassa nel primario riduce il guadagno alle frequenze basse, mentre una induttanza molto elevata lo riduce, come ora vedremo, alle frequenze alte.

Guadagno alle frequenze alte. La reattanza dell'induttanza in parallelo del primario, L_p, (figura 6-A) aumenta con la frequenza (essendo $X_l = 2\pi fL$) e quindi, alle frequenze alte il suo effetto è trascurabile rispetto a quello della resistenza di placca, r_p. Ad esempio, la reattanza del primario, L_p, è di 125.000 ohm a 1.000 Hz (figura 6-B): se aumentiamo la frequenza fino a 10.000 Hz la reattanza sale a 1.256.000 ohm.

Per contro, la reattanza di C, che diminuisce con la frequenza ($X_c = 1/2\pi fC$), a 10 kHz è di soli 25.150 ohm. Si tratta quindi di un valore che non è più trascurabile, rispetto ad r_p.

Così, il circuito equivalente per le frequenze alte si riduce ad un circuito in serie costituito dalle resistenze r_p, R_{pw}, R_{sw}/n^2, dall'induttanza L_l e dalla capacità C (figura 7-**C**).

All'estremo alto della curva di risposta, la tensione ai capi di C sale, poichè L_L e C costituiscono un circuito risonante in serie. L'aumento della tensione ai capi di C dipende dal fattore Q del circuito. Nel circuito di figura 6-B, per esempio, la frequenza di risonanza del circuito L_L-C è di 20 kHz ed in conseguenza il Q, in condizioni di risonanza, è X_l diviso per la resistenza totale in serie (cioè $2\pi fL$ = 6,28 volte 20.000 volte 0,1) ossia 12.560 : 12.000, e risulta quindi eguale a 1,046. La tensione ai capi di C sale allora, in condizioni di risonanza, ad un valore pari a 1,046 volte quello delle frequenze centrali, ed a frequenza lievemente inferiore, ad un valore ancora più alto (osservare l'andamento della curva in figura 4).

Oltre la risonanza, la risposta cade rapidamente al salire della reattanza X_{LL}, ed alla discesa della reattanza di C. L'impiego di un pentodo, caratterizzato dall'alto valore della resistenza dinamica di placca, abbassa il Q del circuito alla frequenza di risonanza in serie; pertanto, la risposta alle frequenze elevate cade rapidamente, e non vi è picco nella curva relativa al responso di un pentodo accoppiato a trasformatore.

L'analisi che abbiamo fatto dimostra che la risposta di un amplificatore con accoppiamento mediante trasformatore, alle frequenze elevate scende al salire del valore di C, poichè la frequenza di risonanza più bassa risultante diminuisce il Q effettivo e porta ad una discesa più rapida della curva. Per ottenere un buon comportamento dell'amplificatore alle frequenze alte è necessario un basso valore di C: poichè C dipende dalle dimensioni dell'avvolgimento, in questo caso è necessario un primario di piccole dimensioni. Ciò è in contrasto col requisito occorrente per una buona amplificazione alle frequenze basse, ossia un'induttanza elevata del primario. Di solito si risolve questo problema scegliendo una via di mezzo.

RISPOSTA di un TRASFORMATORE d'USCITA

Il circuito equivalente del trasformatore d'uscita illustrato alla **figura 8**, differisce anzitutto dal circuito equivalente di un trasformatore intervalvolare essenzialmente per il motivo che un trasformatore d'uscita ha in genere un rapporto di spire discendente. Differisce poi nel fatto che l'induttanza dispersa appare in esso praticamente solo nel primario, data la sua più elevata induttanza di avvolgimento. Le capacità vengono trascurate e non riportate in disegno, poichè la reattanza relativa appare come basso valore di C diviso per n^2 in parallelo all'uscita del circuito a T.

Ad esempio, il rapporto di spire di un trasformatore tipico d'uscita è 30 : 1 e la capacità C nel circuito a T equivalente, appare divisa per 30^2, ossia per 900, risultando pertanto trascurabile nel suo effetto.

Il picco di risonanza ottenuto nei trasformatori intervalvolari è, in conseguenza di quanto sopra, assente nei trasformatori d'uscita, e la curva di risposta è perciò simmetrica su entrambi i lati delle frequenze centrali. Si tratta quindi di una curva di risposta del tipo di quella che si ottiene con un accoppiamento R-C (**figura 9**).

Una buona risposta alle frequenze basse si può otte-

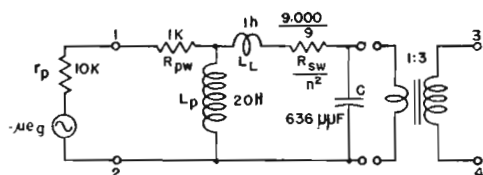



Fig. 6-A — Circuito di accoppiamento a trasformatore con indicazione dei valori tipici dei diversi elementi. Nella figura a fianco detti valori sono rappresentati per i loro effetti reattivi alla frequenza di 1.000 Hertz.

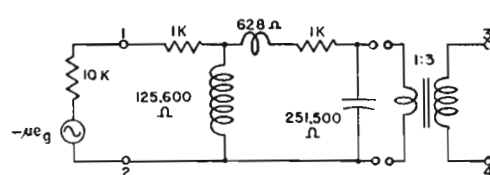



Fig. 6-B — Alla frequenza media di 1.000 Hertz le impedenze dei due rami in serie, come si vede, sono trascurabili rispetto alla reattanza di L_p e di C in parallelo. Anche gli effetti di questi ultimi sono però trascurabili in considerazione del basso valore della resistenza interna del generatore.

nere adottando un'alta induttanza, L_p, per il primario, mentre una buona risposta alle frequenze alte si può ottenere con una bassa induttanza dispersa, L_L. Come nel caso dei trasformatori intervalvolari, non è possibile ottenere contemporaneamente questi due requisiti, che sono in antitesi perchè un'ampia induttanza primaria dà luogo ad una notevole induttanza dispersa che a sua volta riduce il responso nelle frequenze alte: si ricorre dunque, anche qui, ad un compromesso.

LA COSTRUZIONE di un TRASFORMATORE per B.F.

Quanto abbiamo sin qui esposto ha messo certamente nella dovuta evidenza che il fattore essenziale di differenziazione tra i trasformatori di alimentazione e quelli destinati all'amplificazione sta nella considerazione nella quale deve essere tenuto il problema della frequenza. Così, se ci si deve accingere alla costruzione di trasformatori audio, occorre soprattutto aver presente che il risultato da raggiungere consiste nel non compromettere alcuna particolare zona di frequenza.

Non ripetiamo qui quanto già è stato riferito alle lezioni 37ª e 38ª illustrando la costruzione dei trasformatori: tutte le norme enunciate, tutti gli accorgimenti, la procedura e le diverse considerazioni di ordine costruttivo sono pienamente valide. Avendosi comunque a che fare con circuiti ove il fattore determinante è l'impedenza, sarà proprio da questo dato che verrà elaborato il progetto del trasformatore audio.

Sarà opportuno stabilire, anzitutto, il valore di impedenza che primario e secondario devono presentare. Noto ciò, sarà elaborato il numero di spire dei diversi avvolgimenti. È bene precisare subito che il rapporto tra le impedenze non è eguale a quello tra le spire, bensì al quadrato di tale rapporto. In altre parole, Z_p, impedenza del primario è eguale a:

$$Z_p = Z_s \times \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2$$

dove Z_s è l'impedenza del secondario, N_p il numero di spire primarie ed N_s quello delle spire secondarie. Analogamente abbiamo:

$$Z_s = Z_p \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2$$

È ovvio che il numero di spire da adottare dipende anche della sezione del nucleo, la quale è in stretta relazione, come ben sappiamo, con la potenza in giuoco. In questo campo le potenze (salvo casi speciali = trasformatori d'uscita di amplificatori o trasformatori di modulazione) sono piuttosto basse: avremo, di conseguenza, nuclei piuttosto piccoli, non però al punto tale da compromettere per scarsa induttanza risultante nell'avvolgimento, le frequenze basse.

Stabilita la sezione del nucleo, note le impedenze da ottenere (che dipendono dalle valvole e dai carichi) stabiliremo il numero di spire ricorrendo a questa formula:

$$N_p = \frac{E_{bb} \times 10^8}{4,5 \times 10.000 \times S \times f}$$

dove E_{bb} è il valore della tensione di alimentazione anodica relativa alla valvola alla quale il primario del trasformatore va connesso, S è la sezione del nucleo in cm², f è la frequenza più bassa che si vuole amplificare senza attenuazione.

Riteniamo che un esempio pratico di calcolo possa meglio di ogni altra cosa illustrare la procedura. Supponiamo perciò di dover costruire un trasformatore d'uscita il cui compito consista nel trasferire la potenza della valvola finale di un ricevitore al carico rappresentato dalla « bobina mobile » dell'altoparlante.

Le caratteristiche di funzionamento della valvola ci diranno quanta potenza essa è in grado di erogare: normalmente lo stadio finale di un ricevitore adotta un pentodo che può fornire circa 3,5 watt di Bassa Frequenza. Per una tale potenza la sezione netta del nucleo (applicheremo la formula già indicata a pagina 298 ma maggiorando il fattore di moltiplicazione da 1,5 a 2) sarà:

$$2\sqrt{3,5} = 3,74 \text{ cm}^2$$

L'abaco di pagina 307 in questo caso non può esserci utile, sia perchè prende in considerazione solo potenze superiori ai 4 watt, sia perchè previsto essenzialmente per trasformatori di alimentazione.

Alla sezione netta di 3,74 cm² aggiungeremo un 10% circa (impiego dei lamierini da 0,35 mm di spessore) ed otterremo 4,1 cm² come sezione lorda, ossia reale, da raggiungere nel formare il pacco. Ciò significa che con un lamierino a colonna centrale di 16 mm, ad esempio, si dovrà raggiungere uno spessore del pacco di cm 2,6 (41 : 16 = 2,6 arrotondato).

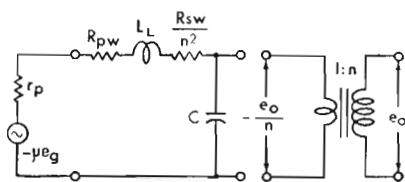



Fig. 7-A — In considerazione di quanto osservato alle due figure precedenti si può rappresentare così l'equivalente del circuito a trasformatore (e cioè col solo trasformatore ideale) per quanto si riferisce alle frequenze medie.

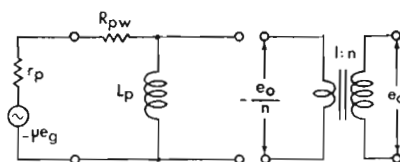



Fig. 7-B — Per le frequenze basse entra in giuoco la reattanza induttiva, L_p, del primario. L'effetto di C è trascurabile e, di conseguenza lo è anche la caduta dovuta ad R_{sw}/n^2 e ad L_L. Per una buona risposta occorre un basso valore di r_p e di r_{pw}.

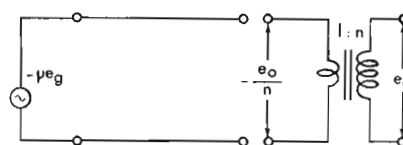



Fig. 7-C — Per le frequenze alte l'effetto di L_p è trascurabile: è molto importante invece la reattanza capacitiva di C. Il circuito, per tali frequenze si riduce ad un circuito in serie comprendente r_p, R_{pw}, R_{sw}/n^2, L_L e C. Ad un certo punto si verifica la risonanza ad opera di L_L e C.

La formula atta a stabilire il numero di spire prende in consisderazione, come abbiamo visto, la frequenza limite dal lato delle frequenze basse (detta frequenza inferiore di taglio). Trattandosi di un ricevitore di esigenze medie si stabilità tale frequenza a 50 Hertz: sarebbe inutile considerare ad esempio la frequenza di 20 Hz, quando l'altoparlante impiegato non fosse in grado, per le sue limitate dimensioni, di riprodurla. Diremo perciò che il valore della frequenza da applicare nella formula sarà di 20 Hz per esigenze di alta fedeltà, di 50 Hz per esigenze medie e di 100 Hz per apparecchi economici ad altoparlante molto piccolo.

Il progetto di ricevitore dirà con quale tensione anodica la valvola finale (alla quale va connesso il nostro trasformatore) deve funzionare. I dati caratteristici della valvola diranno quale impedenza anodica necessita per il funzionamento con detta tensione.

Solitamente si usufruisce di una tensione di 250 volt ed il carico ottimo di impedenza per un pentodo finale è quasi sempre di 7.000 ohm.

Siamo così in possesso di tutti i dati necessari allo svolgimento della formula che ci indica il numero di spire ricercato. Applicandoli, avremo:

$$N_p = \frac{250 \times 10^8}{4{,}5 \times 10.000 \times 3{,}74 \times 50} = \frac{25.000.000.000}{8.415.000} = 2970 \text{ spire}$$

La sezione del filo per questo avvolgimento di 2970 spire dipende dalla corrente che lo attraversa: potremo senz'altro prendere come dato utile il valore citato dal costruttore della valvola come corrente anodica. Per un pentodo finale si riscontra assai spesso una intensità di 36 milliampère. Adotteremo un carico per il rame, di 2,5 A per mm² il che — con l'ausilio della tabella 54, pagina 309 — indica l'adozione di un filo da 0,14 mm di diametro.

Ora ci rimane da ricavare il numero di spire del secondario. Abbiamo supposto che il trasformatore abbia il compito di alimentare la bobina mobile di un altoparlante: come è noto, si tratta di un avvolgimento di pochissime spire la cui impedenza viene per praticità calcolata pari alla sua resistenza ohmica. Solitamente si hanno valori da 2 a 4 ohm: noi prendiamo ad esempio il valore di 3,2 ohm che corrisponde a quello di molti altoparlanti in commercio. Il trasformatore deve adattare quindi 7.000 ohm a 3,2 ohm: già abbiamo avvisato che il rapporto tra le impedenze non è eguale a quello tra le spire bensì al quadrato di esso. Ne consegue che, per inverso, la radice quadrata del rapporto tra le impedenze indicherà il rapporto tra le spire.

Nel nostro caso, allora:

$$k = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} = \sqrt{\frac{7.000}{3{,}2}} = \sqrt{2.187} = 46{,}7$$

Noto k rapporto tra le spire, è facile, dividendo 2970 (spire primarie) per 46,7 (rapporto), conoscere il numero di spire secondarie: esso sarà di 63 cui però aggiungeremo un 10% per supplire alle perdite in genere, ed avremo 69,3 spire, arrotondate a 70.

Per conoscere la sezione del filo dell'avvolgimento secondario ci basterà ricavare la corrente che lo percorre; sarà data dalla formula:

$$I = \sqrt{\frac{W}{Z_s}}$$

che applicata al nostro caso diventa:

$$I = \sqrt{\frac{3{,}5}{3{,}2}} = \sqrt{1{,}09} = 1{,}04$$

vale a dire 1 ampère. Per 1 ampère necessita filo da 0,70 (tabella 54).

Occorre aggiungere che, se uno degli avvolgimenti del trasformatore è percorso — oltre che dalla corrente del segnale — da una componente continua (la corrente anodica della valvola), per evitare che il campo magnetico costante da essa creato porti il nucleo al punto di saturazione, è necessario interrompere il circuito magnetico con l'introduzione di un traferro. Ciò abbiamo già visto alla lezione 44ª.

Il valore dell'impedenza del primario è strettamente legato allo spessore di detto traferro; un calcolo esatto si presenta problematico, per l'influenza della frequenza e della sezione del pacco lamellare.

Il metodo più razionale per determinare lo spessore, sarebbe quello di misurare — mediante un « ponte di misura » — l'impedenza riferita alle varie frequenze, e con vari spessori di traferro, ma non è un metodo pratico. In pratica, si inserisce tra le due superfici in contatto del pacco di lamierini ad « M » e del pacco di lamierini ad « I », una strisciolina di carta di spessore di pochi decimi di millimetro.

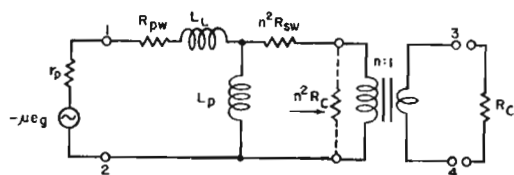



Fig. 8 — Nel caso di un trasformatore d'uscita l'induttanza dispersa appare solo nel primario e le reattanze capacitive sono anch'esse trascurabili: non figura, perciò, il picco di risonanza che si è visto esservi nei trasformatori intervalvolari. Si adotta un compromesso per il valore di L_p, tale da portare ad un responso egualmente suddiviso nella gamma di frequenze.

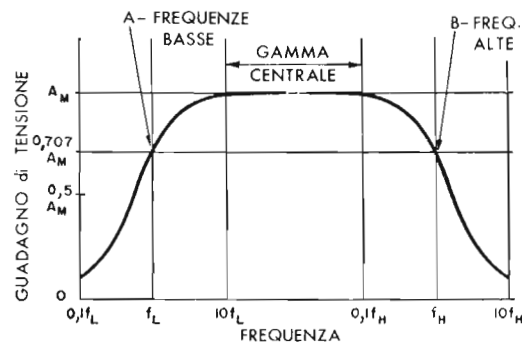



Fig. 9 — Curva relativa ad un trasformatore d'uscita: è simile a quella di un accoppiamento RC. A e B indicano due livelli a metà potenza.

CALCOLO di un TRASFORMATORE INTERVALVOLARE per « PUSH-PULL »

Riportiamo ora un secondo esempio di calcolo: è riferito ad un trasformatore di accoppiamento tra una valvola del tipo 6V6GT, ed un « push-pull » di EL34 (in classe AB_2). Uno schema del genere è visibile a pagina 436 (figura 9-B). Si è detto che la valvola pilotante due pentodi in controfase deve essere preferibilmente un triodo: la valvola 6V6GT verrà perciò usata collegando lo schermo alla placca, e diventerà così una valvola a tre elettrodi.

I dati relativi alla EL34 indicano una potenza massima d'uscita di 35 watt; per fornire tale potenza occorre alle griglie un segnale massimo di 21 volt (tra ogni griglia e massa). Il secondario del nostro trasformatore deve quindi essere in grado di fornire, a pieno regime, una tensione totale di 42 volt, ossia 2×21 rispetto alla presa centrale.

Collegata a triodo, la 6V6GT ha un coefficiente di amplificazione di 9,8. Per avere una bassa resistenza nel circuito di griglia delle valvole finali, adotteremo un trasformatore con rapporto totale di 1:1 (1:0,5 per ogni singola sezione). Ai capi del primario perciò deve manifestarsi una tensione di segnale pari a quella necessaria ai capi del secondario a pieno regime (42 volt).

Il segnale alla griglia della 6V6GT sarà pari a quello d'uscita diviso per il coefficiente di amplificazione, ossia 42:9,8 = 4 volt circa.

Nel caso del trasformatore interstadio, non si può parlare di una vera e propria potenza di uscita; per il calcolo della sezione del nucleo, si sceglie una sezione arbitraria, maggiore di quella strettamente necessaria. Ciò offre due vantaggi: fa lavorare il nucleo in condizioni molto lontane da quelle di saturazione, e, in secondo luogo, consente di ottenere il valore di impedenza necessario con un numero ridotto di spire, a tutto vantaggio della bassa resistenza ohmica.

Ci baseremo — in questo caso — su una potenza di 5 watt. La sezione del nucleo sarà pari a:

$$S_n = 2\sqrt{5} = 4,5 \text{ (circa)}$$

Tale valore, aumentato del 10%, ed arrotondato, dà una sezione lorda di 5 cm².

Il numero delle spire primarie verrà ricavato come segue:

$$N_p = \frac{250 \times 10^8}{4,5 \times 10.000 \times 5 \times 50}$$

La tensione anodica della 6V6GT è di 250 volt; il calcolo viene effettuato in riferimento alla frequenza inferiore di taglio di 50 Hz. Il valore risultante è:

$$N_p = 2.200 \text{ spire circa.}$$

La corrente anodica della 6V6GT, collegata a triodo, ammonta a 49,5 mA: di conseguenza, il conduttore per l'avvolgimento (2,5 ampère per cm²) avrà un diametro di 0,16 mm (tabella 54).

Determiniamo ora il numero delle spire secondarie. Il rapporto di trasformazione totale è 1:1; il secondario dovrebbe avere un numero di spire pari a quelle del primario, ma detto numero viene aumentato del 10% per compensare le perdite. Avremo dunque 2.200+220=2.420 spire, con presa centrale. Agli effetti della sezione del conduttore, essendo minima la corrente circolante (peraltro, essa si manifesta solo in corrispondenza dei picchi positivi del segnale), non vi è riferimento a valore di corrente. Dovremo però contenere al minimo la resistenza ohmica del secondario stesso. È consigliabile perciò adottare la stessa sezione usata per l'avvolgimento primario.

Nel primario è presente una corrente continua ed è perciò necessaria la presenza di un traferro nel circuito magnetico del nucleo. Ci si regolerà come accennato a proposito del trasformatore d'uscita dell'esempio precedente.

Aggiungiamo che l'avvolgimento di questo tipo di trasformatore deve essere tale da presentare minime perdite, onde favorire la linearità di responso.

Un buon sistema consiste nell'avvolgere il trasformatore in tre sezioni separate, in modo che il primario si trovi in centro tra le due sezioni del secondario. Ciò può essere effettuato costruendo per l'avvolgimento una carcassa che, oltre alle due fiancate laterali, abbia anche due fiancate intermedie. Tra queste due verrà avvolto il primario, e nelle due laterali troveranno posto le due sezioni del secondario. Le sezioni vengono ad essere avvolte con eguale sviluppo della lunghezza del rame, il che si traduce in una eguale resistenza ohmica. Tenendo conto della sia pur debole caduta di tensione che si manifesta a causa della corrente di griglia presente durante i picchi positivi del segnale, tale provvedimento consente di « bilanciare » il secondario, ed ottenere un segnale d'uscita uniforme.

AUTOTRASFORMATORI

Nelle lezioni 37ª, 38ª e 39ª abbiamo esaminato a fondo l'argomento dei trasformatori di alimentazione, il loro calcolo e la loro costruzione. Esiste tuttavia un altro tipo di trasformatore, funzionante su principi del tutto analoghi, ma sostanzialmente diverso, specie nei confronti del calcolo relativo alle potenze in gioco, e quindi alle caratteristiche dimensionali.

Si tratta dell'**autotrasformatore,** già citato in varie occasioni.

L'autotrasformatore non è che *un trasformatore provvisto di un unico avvolgimento,* ed in grado di erogare varie tensioni con varie correnti, a seconda delle caratteristiche elettriche del carico applicato in uscita.

Da ciò è facile comprendere che, mediante tale dispositivo, è possibile convertire un valore di tensione in un altro, senza peraltro creare necessariamente due circuiti isolati tra loro elettricamente, come avviene con i comuni trasformatori.

Come si nota osservando la **figura 1 A** e **B,** un autotrasformatore è un avvolgimento effettuato su di un nucleo ferromagnetico, provvisto di almeno una presa intermedia. Le prese intermedie possono essere in qualsiasi numero, a seconda delle esigenze, ossia delle possibilità di trasformazione richieste al dispositivo.

La caratteristica più importante dell'autotrasformatore è che, pur avendosi in realtà un trasformatore, non si hanno più due o più avvolgimenti separati, uno dei quali funge da primario — mentre l'altro, o gli altri, rendono disponibili le tensioni in esso indotte grazie al campo magnetico della corrente primaria — bensì si ha un unico avvolgimento, una parte del quale è comune tanto al circuito primario quanto al circuito secondario.

Ovviamente, anche nell'autotrasformatore le tensioni primarie e secondarie sono direttamente proporzionali al numero delle spire: di conseguenza, se una tensione primaria di 100 volt viene applicata — ad esempio — ai capi di una parte dell'avvolgimento costituita da 100 spire, la tensione presente ai capi di una parte dell'avvolgimento costituita da 150 spire ammonterà a 150 volt.

Una seconda caratteristica dell'autotrasformatore, comune a quella dei normali trasformatori, è che esso può funzionare sia come elevatore di tensione che come riduttore.

Nel primo caso, la tensione primaria, normalmente rappresentata dal simbolo E_p, è minore della tensione secondaria, E_s, e viceversa.

L'autotrasformatore presenta, nei confronti del trasformatore, alcuni vantaggi ed alcuni inconvenienti: esaminiamo innanzitutto i vantaggi.

La figura 1 A rappresenta schematicamente un autotrasformatore elevatore, nel quale, supponiamo, il rapporto di trasformazione sia 1,5. Ciò significa che il numero delle spire secondarie ammonta esattamente da 1,5 volte il numero delle spire primarie.

Supponiamo che ai capi del primario, avente un numero di spire adeguato, venga applicato un generatore che fornisca una tensione di 100 volt, e che ai capi del secondario non sia applicato alcun carico. Si dice — in tal caso, così come per il trasformatore — che il dispositivo funziona « a vuoto ».

Pur non essendovi alcun carico che consumi l'energia disponibile, il primario costituisce tuttavia un circuito chiuso nei confronti della tensione di alimentazione. Trattandosi naturalmente di corrente alternata, esso oppone e detta tensione una certa impedenza, il cui valore, come sappiamo, determina l'intensità della corrente che lo percorre.

La corrente che circola in assenza di carico al secondario viene rappresentata dal simbolo I_o. Come abbiamo appreso nello studio della teoria del trasformatore, la corrente alternata che percorre un avvolgimento crea un campo magnetico variabile, il quale induce una tensione alternata di eguale frequenza, di intensità inversamente proporzionale alla tensione, e di polarità opposta, in qualsiasi avvolgimento accoppiato induttivamente al campo magnetico. Di conseguenza, sia nella parte di avvolgimento estranea a quella considerata come primario, che nel primario stesso, viene indotta una tensione, e quindi una corrente avente polarità opposta.

Supponiamo ora che al secondario, ossia, nel nostro caso, ai capi dell'intero avvolgimento, venga applicato un carico che, per funzionare regolarmente, necessita di una tensione di 150 volt. Tale è la tensione disponibile grazie al rapporto di trasformazione di 1,5; l'intensità di corrente sarà naturalmente proporzionale, in base alla potenza dell'autotrasformatore ed alle caratteristiche intrinseche del carico.

Considerando il solo circuito secondario, sappiamo che in esso circola la corrente I_s richiesta dal carico, e sappiamo che detta corrente (considerata nei suoi valori istantanei) ha una certa polarità. Per contro, nel circuito primario, scorrono **due** correnti: una è I_o, che scorre sia con che senza l'applicazione del carico, e l'altra è I_p

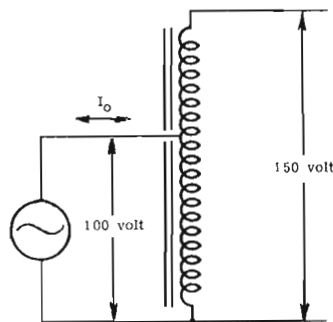



Fig. 1-A — Caso dell'autotrasformatore elevatore. La tensione primaria è minore della tensione secondaria. I_o rappresenta la corrente a vuoto.

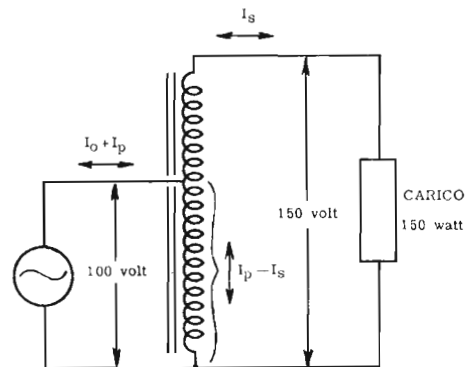



Fig. 1-B — Applicando un carico adeguato, nel tratto comune ai due circuiti la corrente è pari alla differenza tra le correnti primaria e secondaria.

(corrente primaria), richiamata a causa della dissipazione di una certa potenza nel secondario.

I_o ed I_p sono in fase tra loro, per cui i loro valori *si sommano e costituiscono la corrente primaria totale*. Viceversa, la corrente I_s, che scorre anche nel tratto di avvolgimento comune al circuito primario, viene ad èssere in ogni valore istantaneo sfasata di 180° rispetto alla corrente primaria I_p. Essendo dunque la polarità nettamente opposta, *le due intensità si sottraggono l'una dall'altra*. Ne consegue, che la corrente che circola nella parte di avvolgimento comune al circuito primario ed al circuito secondario **non è altro che la differenza tra le due correnti I_p ed I_s.**

Vediamo ora come può essere esaminato questo fenomeno da un punto di vista quantitativo. Supponiamo che il carico dissipi una potenza di 150 watt. Tale dunque deve essere la potenza dissipata nel circuito primario. Dal momento che la potenza equivale al prodotto tra la tensione e la corrente, sappiamo che la corrente secondaria I_s può essere ricavata dalla nota formula:

$$I_s = \frac{\text{Potenza sec.}}{\text{Tensione sec.}} = \frac{150}{150} = 1 \text{ ampère.}$$

Il medesimo calcolo può essere effettuato per calcolare la corrente primaria: infatti, poichè la potenza dissipata al primario è sempre di 150 watt, per la medesima formula avremo che:

$$I_p = \frac{150}{100} = 1{,}5 \text{ ampère.}$$

In teoria dunque, abbiamo una corrente di 1 ampère nel circuito secondario, ed una corrente di 1,5 ampère nel circuito primario. Abbiamo però osservato poc'anzi, che le due correnti sono in opposizione di fase, e che quindi si sottraggono: di conseguenza, nella parte dell'avvolgimento comune ai due circuiti, ossia nell'intero primario, avremo il passaggio di una corrente pari a $1{,}5 - 1 = 0{,}5$ ampère.

Possiamo quindi affermare che, agli effetti della realizzazione, la parte di avvolgimento comune ai due circuiti può essere avvolta con un conduttore più sottile di quello che sarebbe necessario se i due avvolgimenti fossero separati. Ciò costituisce uno dei più evidenti vantaggi dell'autotrasformatore.

Consideriamo ora il caso opposto, della **figura 2 A.** La figura rappresenta un autotrasformatore del tutto analogo al precedente, con la sola differenza che esso agisce da riduttôre invece che da elevatore. In altre parole, disponiamo — in questo caso — di una tensione primaria di 150 volt, e desideriamo ottenere al secondario una tensione di 100 volt. Il rapporto tra le tensioni (che equivale — come ben sappiamo — al rapporto tra le spire) è pari a $100:150 = 0{,}66$ circa. In tali condizioni, il numero delle spire secondarie equivale a 0,66 volte il numero delle spire primarie.

Supponiamo che — anche in questo caso — la potenza dissipata dal carico applicato al secondario ammonti a 150 watt (vedi figura 2 **B**). Usufruendo sempre della medesima formula, apprendiamo che la corrente secondaria ammonta a 1,5 ampère, mentre la corrente primaria ammonta ad 1 ampère. Ci troviamo quindi nelle medesime condizioni; anche nel caso del trasformatore riduttore la corrente circolante nel tratto di avvolgimento comune ai due circuiti equivale alla differenza tra le due correnti in gioco.

Se si considera a fondo questo fenomeno si rivela una situazione apparentemente assurda: in entrambi i casi, la parte di avvolgimento comune ai due circuiti fa parte di un circuito (primario nel primo caso e secondario nel secondo) nel quale scorre una corrente di 1,5 ampère. Ciò nonostante, pur essendo l'avvolgimento in serie al circuito stesso, esso viene percorso da una corrente minore. Il fenomeno si spiega soltanto se si considera che le due correnti che passano attraverso il conduttore contemporaneamente, si neutralizzano, in parte, a vicenda, proprio per il fatto che scorrono in senso opposto. Ciò non impedisce tuttavia che ogni elettrone interessato sviluppi la sua quantità di energia magnetica.

Per questo motivo sorge, nel campo dell'autotrasformatore, un nuovo concetto di potenza: la **potenza di trasformazione**, rappresentata dal simbolo P_t.

Dal momento che la potenza è data dal prodotto tra tensione e corrente, e che una parte della corrente in gioco esiste solo in teoria, mentre in realtà viene neutralizzata, è logico che la potenza effettiva in base alla quale vengono stabilite le dimensioni del nucleo, e quindi quelle dell'intero autotrasformatore, siano diverse da quelle che si avrebbero se il primario ed il secondario fossero separati.

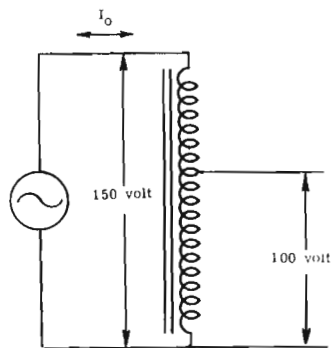



Fig. 2-A — Caso dell'autotrasformatore riduttore. La tensione primaria è maggiore della tensione secondaria. Esiste sempre una corrente a vuoto.

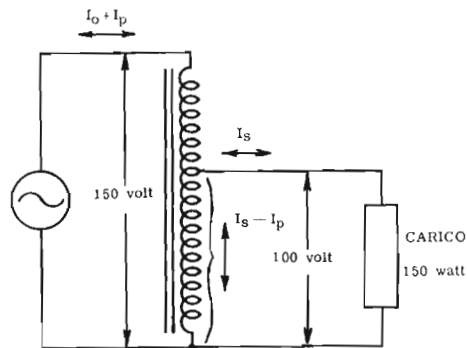



Fig. 2-B — Anche in questo caso la corrente nel tratto comune è pari alla differenza tra le due. Essa però è pari a I_s-I_p, e non a I_p-I_s.

Il fatto che una parte dell'avvolgimento viene percorsa da una corrente minore di quella che circola nel circuito esterno, e che la potenza in gioco è minore di quella effettivamente dissipata, consente di realizzare l'autotrasformatore in dimensioni minori di quelle occorrenti in un trasformatore (ad avvolgimenti separati) avente le medesime caratteristiche elettriche. Ciò costituisce il secondo vantaggio.

Gli inconvenienti dell'autotrasformatore — per contro — sono essenzialmente due: innanzitutto, oltre un certo limite del rapporto di trasformazione, il suo impiego non è più conveniente. In pratica, si preferisce realizzare un trasformatore con avvolgimenti separati, allorchè il rapporto di trasformazione è superiore a 4 dato che, in tali condizioni, come è facile verificare, l'economia caratteristica dell'autotrasformatore non sussiste più. Inoltre, gli impulsi di extracorrente all'atto della chiusura e dell'apertura del circuito raggiungono valori tali da rendere necessarie particolari caratteristiche di isolamento, talmente spinte da compromettere le dimensioni effettive. In secondo luogo, dal momento che il primario ed il secondario sono tra loro in contatto diretto, non è possibile isolare elettricamente il circuito di utilizzazione da quello di alimentazione, come avviene invece con i trasformatori: tale isolamento è a volte opportuno perchè, altrimenti, l'apparecchiatura alimentata risulta in contatto diretto con la rete così che le sue parti metalliche (chassis) possono essere pericolose da toccare.

Il campo di impiego degli autotrasformatori è piuttosto vasto: essi servono nei laboratori dove si progettano o si riparano apparecchiature elettroniche, per consentire il funzionamento di apparecchi funzionanti con una tensione di rete diversa da quella disponibile, o per compensare momentaneamente eventuali variazioni della tensione di rete, ecc.

Per quanto essi siano disponibili in commercio in una grande varietà di tipi e di caratteristiche, è certamente utile esporne il sistema di calcolo, così come a suo tempo è stato fatto nei confronti dei trasformatori di alimentazione.

CALCOLO degli AUTOTRASFORMATORI

Come abbiamo precedentemente accennato, un autotrasformatore deve poter funzionare sia come elevatore di tensione che come riduttore. In ogni caso — però — esiste una caratteristica funzionale che resta costante: la potenza disponibile al secondario.

Una volta stabilita la potenza massima di cui si desidera disporre nel circuito secondario, è possibile effettuare rapidamente il calcolo della potenza di trasformazione, il cui valore serve per il dimensionamento del nucleo magnetico e — di conseguenza — dell'intero dispositivo.

Agli effetti pratici, possiamo considerare i due casi, e precisamente:

1) Autotrasformatore *elevatore di tensione*.

In questo caso la potenza di trasformazione è data da:

$$P_t = \text{Potenza di uscita } \left(1 - \frac{\text{Tensione di entrata}}{\text{Tensione di uscita}}\right)$$

2) Autotrasformatore *riduttore di tensione*.

In questo caso la potenza di trasformazione è data da:

$$P_t = \text{Potenza di uscita } \left(1 - \frac{\text{Tensione di uscita}}{\text{Tensione di entrata}}\right)$$

Come si è detto poc'anzi, la potenza di trasformazione è il valore che caratterizza l'autotrasformatore che si desidera costruire, in quanto è sulla sua base che vengono determinate le dimensioni del nucleo. Dal momento che il rapporto $E_p:E_s$ nel primo caso, ed $E_s:E_p$ nel secondo è sempre — come vedremo — minore di 1, la potenza di trasformazione equivale sempre al prodotto tra la potenza di uscita (quella cioè che deve essere disponibile al secondario) ed un numero costituito dall'unità, dal quale viene però sottratto un numero anch'esso inferiore all'unità. Ne consegue che P_t è sempre inferiore alla potenza d'uscita, il che va a tutto vantaggio delle dimensioni di ingombro, e — per riflesso — del peso e del costo.

Incidentalmente, è opportuno rilevare che, se ammettiamo che il peso del rame necessario per la realizzazione di un dato avvolgimento sia proporzionale al prodotto tra il numero delle spire ed il valore di intensità della corrente che circola in esse, il rapporto tra tale prodotto in un autotrasformatore, e quello relativo al numero di spire ed alla corrente nei confronti di un trasformatore che consenta le medesime prestazioni, mette in evidenza il vantaggio economico consentito dall'autotrasformatore stesso.

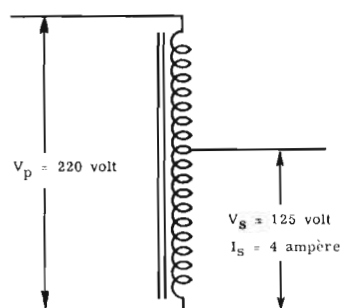



Fig. 3 — Schema dell'autotrasformatore di cui viene esposto il calcolo nel testo. La potenza dissipabile in uscita ammonta a 500 voltampère, ossia 125 per 4.

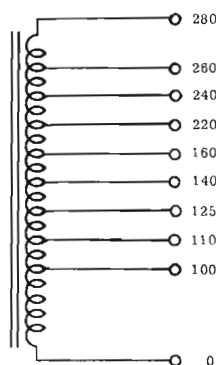



Fig. 4 — Schema dell'autotrasformatore oggetto del secondo esempio. Come si nota sono possibili tutte le tensioni di entrata comprese tra 100 e 280 volt. La massima potenza effettiva dissipabile in uscita ammonta a 500 VA.

ESEMPI di COSTRUZIONE

Anche nel calcolo di un autotrasformatore, come in quello di un trasformatore di alimentazione, in fase di progetto è necessario stabilire i seguenti elementi: 1) La potenza in gioco. 2) La sezione del nucleo. 3) La sezione del filo di rame. 4) Il fattore spire per volt. 5) Le dimensioni dei lamierini.

Come si è detto, nell'autotrasformatore non è più la potenza primaria o quella secondaria che determina le dimensioni del nucleo, bensì la potenza di trasformazione. Per meglio chiarire l'intero procedimento di calcolo, ricorriamo a qualche esempio.

I° esempio

Supponiamo di dover calcolare un autotrasformatore semplice, tale cioè da consentire, con una data tensione primaria, una data tensione secondaria con una definita intensità di corrente. Supponiamo inoltre, che la tensione e la corrente necessarie nel circuito di carico siano rispettivamente di 125 volt, e di 4 ampère, e che la tensione di rete disponibile (tensione primaria da trasformare) ammonti a 220 volt.

Il caso è illustrato nella **figura 3**, dove si nota che:

$V_p = 220$ volt $\quad V_s = 125$ volt $\quad I_s = 4$ ampère

Specifichiamo che, in questo esempio, si tratta di realizzare un trasformatore che possa funzionare esclusivamente come riduttore di tensione, in quanto la tensione di uscita è minore di quella di entrata.

Determinazione della potenza di trasformazione: la potenza totale di uscita P_u è data — come ben sappiamo — dal prodotto tra la tensione e la corrente secondarie: nel nostro caso essa equivale a $125 \times 4 = 500$ voltampère.

Se si trattasse di un trasformatore dovremmo ricavare da questo valore la potenza primaria, e da questa la sezione del nucleo. Viceversa, trattandosi di un autotrasformatore, dobbiamo determinare il valore della potenza trasformata, la quale è data da:

$$P_t = P_u \left(1 - \frac{V_s}{V_p}\right) = 500 \left(1 - \frac{125}{220}\right) = 500\,(1 - 0{,}57)$$

da cui:

$P_t = 500 \times 0{,}43 = 215$ VA.

Come si nota, la potenza di trasformazione è — in questo caso — inferiore alla metà della potenza totale. Da ciò appare subito evidente che le dimensioni dell'autotrasformatore saranno alquanto inferiori a quelle di un trasformatore che consenta le medesime prestazioni.

Determinazione della sezione del nucleo: nella lezione 38ª abbiamo appreso la formula che consente il calcolo esatto della sezione netta del nucleo di un trasformatore. Tale formula è altrettanto valida per gli autotrasformatori: tuttavia, volendo evitare il calcolo — peraltro assai semplice — possiamo servirci dell'abaco riportato a pagina 307.

Riferendoci dunque alla potenza trasformata di 215 voltampère, troviamo che per tale potenza la sezione netta del nucleo deve ammontare a 22 cm^2. La sezione lorda corrispondente sarà pertanto di 24,5 cm^2 con lamierini da 0,35, oppure 25,5 cm^2 con lamierini da 0,5 mm di spessore.

L'autotrasformatore non è un dispositivo particolarmente delicato, ed il suo funzionamento non implica particolari esigenze: è quindi senz'altro consigliabile l'uso di lamierini da 0,5 mm.

Determinazione della sezione del conduttore: ovviamente, anche nel calcolo di un autotrasformatore, la sezione del filo da usare dipende dall'intensità della corrente che scorre nell'avvolgimento. Essendo nota la corrente secondaria di 4 ampère (poichè tale è il valore che desideriamo ottenere), non resta che calcolare la corrente che circola effettivamente attraverso il circuito primario, o meglio attraverso la parte di avvolgimento che fa parte del circuito secondario.

Dalla nota relazione che dà la corrente dividendo la potenza per la tensione, possiamo ricavare il valore che desideriamo conoscere e regolarci in conformità. Abbiamo visto, all'inizio di questo esempio di calcolo, che la potenza massima in gioco ammonta a 500 voltampère (pari a 4×125). Di conseguenza, la corrente primaria corrispondente a tale valore sarà pari al rapporto tra la potenza massima e la tensione primaria, ossia a $500 : 220 = 2{,}27$ ampère.

Occorre però ricordare che, con una corrente del circuito di uscita pari a 4 ampère, in opposizione di fase rispetto alla corrente del circuito di entrata, nel tratto di avvolgimento comune ai due circuiti scorre in realtà una corrente effettiva pari alla differenza tra la maggiore e la minore. La corrente primaria nel tratto comune sarà dunque pari a:

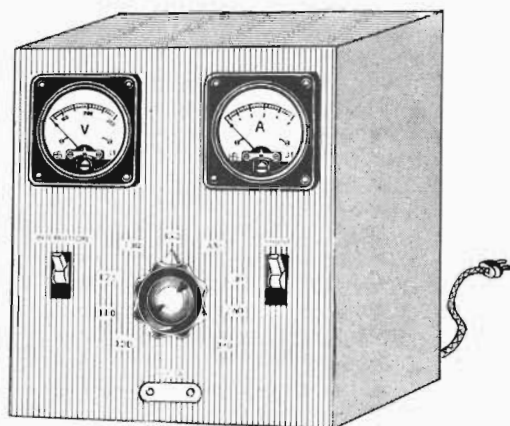



Fig. 5 — Aspetto dell'autotrasformatore da laboratorio descritto nel testo. I due strumenti consentono il controllo della tensione e della corrente di uscita. L'interruttore di sinistra serve per inserire o escludere la tensione di rete (accensione), mentre quello di destra porta la portata originale dell'amperometro di 0,5 mA a fondo scala, al valore di 5 ampère mediante il collegamento di un « shunt ». L'uscita può essere prelevata dall'apposito attacco presente al centro in basso, e variata mediante il commutatore centrale. L'entrata è invece applicata sul pannello posteriore, mediante boccole collegate alle varie prese.

$$I_p = 4 - 2{,}27 = 1{,}73 \text{ ampère.}$$

A questo punto, noti i valori di corrente in gioco nei due tratti dell'intero avvolgimento, abbiano tutti gli elementi necessari per stabilire la sezione del conduttore. Se si considera una portata di 2,5 ampère per mm², come è d'uso comune negli autotrasformatori, onde consentire un uso prolungato senza introdurre coefficienti eccessivi di perdita per effetti termici, si ha che il diametro del conduttore è dato da:

$$\varnothing = 0{,}7\sqrt{\text{corrente}}$$

La corrente primaria ammonta a 2,27 ampère, di conseguenza la sezione del conduttore relativo sarà pari a:

$$\varnothing = 0{,}7\sqrt{2{,}27} = 0{,}7 \times 1{,}5 \text{ (circa)}$$

da cui: $\varnothing = 1{,}05$ (che può essere arrotondato ad 1 mm).

Nel tratto di avvolgimento comune ai due circuiti, tratto che costituisce l'intero secondario, scorre — come sappiamo — una corrente di 1,73 ampère. Il conduttore necessario per tale corrente, applicando la medesima formula, ha un diametro di 0,93 mm (che può essere arrotondato a 0,95). Tali valori possono anche essere ricavati, con buona approssimazione, dalla apposita tabella riportata a pagina 309.

Determinazione del numero delle spire: come abbiamo visto a suo tempo per i trasformatori, anche in questo caso il numero delle spire è di importanza fondamentale agli effetti della densità di flusso che la corrente circolante crea internamente al nucleo, specie per il fatto che, mentre un numero di spire eccessivo diminuisce il rendimento, un numero insufficiente porta il nucleo stesso al punto di saturazione, con le note conseguenze. Considereremo anche in questo caso — trattandosi sempre di lamierino in ferro al silicio, — una densità di 10.000 linee per cm² (ossia 10.000 gauss). Con tale presupposto, vale anche per gli autotrasformatori la formula secondo la quale il numero delle spire per volt è dato dal rapporto tra il numero fisso 45 e la sezione netta (che — nel nostro esempio — ammonta a 22 cm²). Il fattore spire/volt sarà dunque pari a:

$$45 : 22 = 2 \text{ (circa).}$$

Per l'avvolgimento primario, ossia per l'intero avvolgimento, sottoposto alla tensione di 220 volt, necessiteranno dunque 220×2=440 spire.

Parte di questo avvolgimento — tuttavia — costituisce il secondario, e precisamente per un numero di spire pari a 125×2=250 spire.

Dal momento che la parte in comune è quella percorsa da una corrente di minore intensità, in fase di realizzazione avvolgeremo un totale di 250 spire con filo del diametro di 0,95 mm, alle quali faranno seguito 440 — 250 = 190 spire, avvolte invece con un filo da 1 mm

Dimensioni dei lamierini: a questo punto non ci resta che valutare approssimativamente l'ingombro della sezione dell'avvolgimento, onde stabilire le caratteristiche esatte dei lamierini da utilizzare. Dalla tabella 54 (pagina 309), apprendiamo che col filo smaltato da 0,95 mm possiamo avvolgere 86 spire per ogni cm² di sezione, mentre con filo da 1 mm le spire per cm² ammontano a 72. Di conseguenza, l'ingombro delle due sezioni dell'avvolgimento sarà pari a:

$$250 : 86 = 2{,}9 \text{ cm}^2 \text{ circa}$$

$$190 : 72 = 2{,}6 \text{ cm}^2 \text{ circa}$$

per un totale approssimativo di 5,5 cm². Questo numero — come sappiamo — esprime l'ingombro netto del solo rame costituente l'avvolgimento; ad esso andrà aggiunto l'ingombro determinato dagli strati di carta interposti, dalla presa praticata al termine del secondario, dallo spessore della carcassa sulla quale viene avvolto il conduttore, nonchè da quello del materiale col quale l'avvolgimento finito verrà ricoperto esternamente. Tutto ciò comporta un aumento approssimativo del 60% dell'ingombro netto, che pertanto diventa:

$$5{,}5 \text{ cm}^2 + 3{,}3 \text{ (pari al 60\% circa)} = 8{,}8 \text{ cm}^2.$$

Tale dovrà essere l'area della finestra del lamierino necessario per la realizzazione. Non rimane pertanto che scegliere un lamierino che consenta di ottenere una superficie pressochè quadrata di 25,5 cm² (lorda), con una finestra di circa 8,8 cm².

II° esempio

Supponiamo ora di dover progettare un altro tipo di autotrasformatore, più complesso: ad esempio un tipo da laboratorio, che consenta cioè di disporre di varie tensioni di uscita, e — oppure — di applicare varie tensioni di entrata. La potenza che suggeriamo per tale

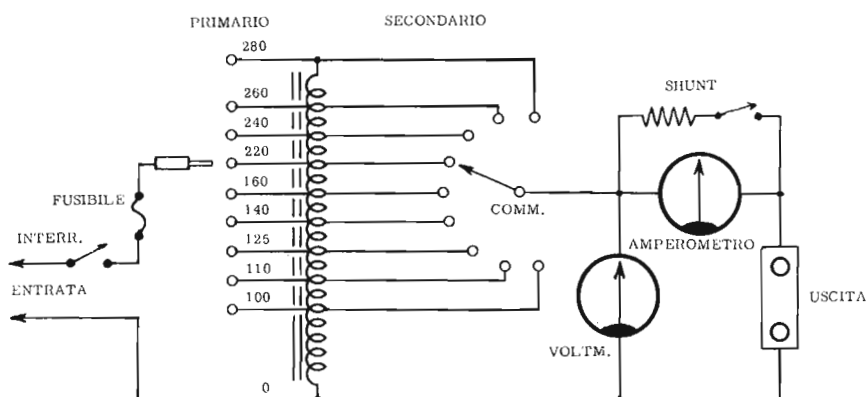



Fig. 6 — Circuito elettrico completo dell'autotrasformatore illustrato in figura 5. Il fusibile in serie al circuito primario serve come protezione dell'intero apparecchio. È conveniente installarlo in una scatola di ferro, ad evitare la presenza di flussi dispersi che potrebbero influenzare le apparecchiature alimentate.

autotrasformatore è di 500 voltampère (sufficiente per alimentare diverse apparecchiature contemporaneamente), e le tensioni di funzionamento, sia primarie che secondarie, potranno essere le seguenti: 100, 110, 125, 140, 160, 220, 240, 260 e 280 volt.

La **figura 4** illustra la rappresentazione schematica di questo autotrasformatore, il quale — volendolo — potrà per praticità di impiego essere montato in una scatola munita di una manopola, di strumenti, e di prese d'entrata, e d'uscita, come illustrato in **figura 5**. La manopola potrà azionare un commutatore opportunamente dimensionato, tale cioè che i suoi contatti possano consentire il passaggio della massima corrente erogabile senza scaldarsi e senza apportare perdite per resistenza di contatto. Per il collegamento alla tensione di rete disponibile si potrà adottare un cordone con spina da un lato e banana su di un condutore dall'altro, mentre gli attacchi d'uscita potranno essere collegati uno all'inizio dell'avvolgimento, ed uno al contatto rotante del commutatore (vedi **figura 6**). In tal modo la tensione d'uscita potrà essere variata mediante la sola rotazione della manopola isolata, senza costringere l'operatore a spostare banane o contatti mobili. La figura 6 integra le due figure precedenti, in quanto illustra il circuito completo di un autotrasformatore di tale tipo, munito anche di voltmetro e di amperometro (entrambi a ferro mobile), per il controllo costante della tensione e della corrente d'uscita.

Supponiamo — come è logico — che questo dispositivo debba poter funzionare sia come elevatore di tensione che come riduttore, fornendo in uscita una tensione minima di 100 volt con 5 ampère, ed una tensione massima di 270 volt con 1,78 ampère circa, con tutti i valori intermedi.

Entrambi i prodotti tra la tensione e la corrente (nei due casi estremi) ammontano a 500. Di conseguenza, anche le correnti relative alle varie tensioni intermedie avranno una intensità inversamente proporzionale alla tensione stessa. La potenza massima d'uscita ammonta quindi a 500 voltampère in ogni caso.

Ripetiamo per questo secondo esempio l'intera procedura di calcolo. Ciò è opportuno in quanto sussistono notevoli differenze nei confronti dell'esempio precedente.

Determinazione della potenza di trasformazione: Come si è detto, questo dispositivo deve poter funzionare sia come elevatore che come riduttore. Applicando le due formule per il calcolo della potenza di trasformazione nei due casi estremi, abbiamo (arrotondando i decimali):

1) Funzionamento come elevatore.

$$P_t = 500\left(1 - \frac{100}{280}\right) = 500\,(1 - 0{,}35)$$

$$= 500 \times 0{,}65 = 325 \text{ voltampère}$$

2) Funzionamento come riduttore.

$$P_t = 500\left(1 - \frac{100}{280}\right) = 325 \text{ voltampère}$$

Come si nota, in entrambi i casi estremi, quelli cioè in cui si ha la minima tensione di entrata con la massima tensione di uscita, oppure la massima tensione di entrata e la minima di uscita, la potenza di trasformazione (che costituisce la base per il dimensionamento del trasformatore) è sempre inferiore alla potenza effettiva di uscita che ammonta a 500 voltampère.

Se — con un po' di pazienza — applicassimo le formule per tutte le combinazioni possibili tra tensione di entrata e tensione di uscita, noteremmo che la potenza di trasformazione non è costante. Ad esempio, se entra una tensione di 160 volt, e si preleva in uscita la medesima tensione, è evidente che l'autotrasformatore non compie alcun lavoro, e viene perciò a trovarsi semplicemente in parallelo alla linea. In tali condizioni — infatti — la potenza trasformata è data da:

$$P_t = 500\left(1 - \frac{160}{160}\right) = 500\,(1 - 1) = 500 \times 0 = 0 \text{ voltampère}$$

Questo è il caso limite relativo al valore minimo di P_t. Per contro, se proviamo a calcolare P_t per 140 volt in entrata e 220 in uscita abbiamo:

$$P_t = 500\left(1 - \frac{140}{220}\right) = 500\,(1 - 0{,}635) \text{ (circa),}$$

da cui: $P_t = 500 \times 0{,}365 = 182{,}5$ voltampère

In ogni caso, per qualunque combinazione, troveremo un valore di P_t inferiore a quello relativo ai due casi estremi precedentemente considerati. Tuttavia, dal momento che può accadere di usare l'autotrasformatore in

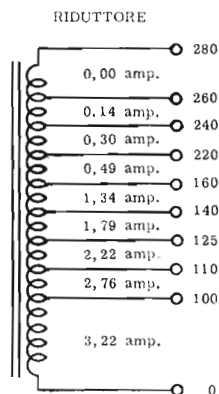



Fig. 7-A — Le intensità massime della corrente che scorre nei vari settori dell'avvolgimento, allorchè l'autotrasformatore funziona come riduttore, iniziano da 3,22 ampère tra 0 e 100 volt, dopo di che diminuiscono progressivamente. Nel settore compreso tra 260 e 280 volt la corrente è teoricamente zero, in quanto non è riportata la corrente a vuoto I_o.

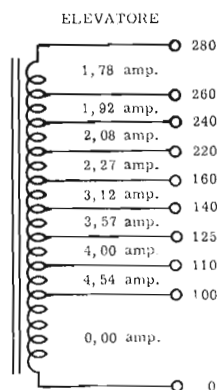



Fig. 7-B — Si noti che, allorchè l'autotrasformatore funziona come elevatore, le correnti in gioco sono di maggiore intensità. Anche in questo caso, nel tratto compreso tra 0 e 100 volt, non è riportata la corrente a vuoto I_o.

tali condizioni, dobbiamo calcolare la sezione del nucleo in rapporto ad esse. Così facendo, nel caso che la potenza di trasformazione ammonti a 325 voltampère, il dispositivo risulterà opportunamente dimensionato, e, nei casi in cui verrà richiesta una potenza inferiore, le maggiori dimensioni del nucleo non saranno di alcun disturbo.

Determinazione della sezione del nucleo: dal solito abaco, riportato a pagina 307, apprendiamo che, per una potenza di 325 voltampère, la sezione netta del nucleo ammonta a 27 cm², e che, con lamierini da 0,5 mm di spessore, la sezione lorda corrispondente è di 31,5 cm².

Determinazione della sezione del conduttore: la sezione del conduttore è — come ormai sappiamo — in relazione alla corrente che lo percorre. Possiamo subito renderci conto dei valori massimi e minimi della corrente, riferiti ai casi estremi, e precisamente avremo:

1) per 100 volt entrata e 280 volt uscita (elevatore):

$$I_{s\ max} = 500:280 = 1{,}78 \text{ ampère.}$$

2) per 280 volt entrata e 100 volt uscita (riduttore):

$$I_{s\ max} = 500:100 = 5{,}00 \text{ ampère.}$$

Osservando la **figura 7 A** e **B**, notiamo i valori delle varie correnti che possono percorrere, nei casi estremi, i tratti dell'intero avvolgimento, a seconda che l'autotrasformatore funzioni come riduttore (collegando in entrata 280 volt e prelevando in uscita le varie tensioni disponibili a pieno carico di 500 watt), oppure come elevatore (collegando in entrata 100 volt e prelevando in uscita le varie tensioni disponibili, sempre a pieno carico).

Come riduttore, l'entrata è costantemente applicata tra l'inizio e la presa a 280 volt. La corrente primaria minima è pari a 500:280=1,78 ampère. Se in tali condizioni preleviamo in uscita 100 volt con 5 ampère, scorrerà una corrente di 1,78 ampère tra la presa a 280 volt e la presa a 100 volt, mentre tra questa e l'inizio dell'avvolgimento si avrà una corrente pari a 5 — 1,78 ampère, ossia di 3,22 ampère. Se invece preleviamo una tensione di uscita di 110 volt, con una corrente di 500:110= 4,54 ampère, avremo sempre una corrente primaria di 1,78 ampère, che — in tal caso scorrerà tra la presa a 280 volt e la presa a 110 volt, mentre nel tratto compreso tra 0 e 110 volt avremo una corrente pari a 4,54 — 1,78=2,76 ampère. Risalendo in tal modo fino ad un'uscita di 140 volt, notiamo che la corrente primaria di 1,78 ampère scorrerà tra la presa a 280 volt e la presa a 140 volt, mentre tra l'inizio e la presa a 140 avremo una corrente di 500:140=3,57, e quindi 3,57 — 1,78=1,79 ampère. Aumentando ulteriormente la tensione di uscita, e tenendo costante la tensione di entrata a 280 volt, troveremmo che i settori dell'avvolgimento compresi tra la presa a 140 volt e quella a 280 volt sono percorsi da correnti secondarie inferiori a 1,78 ampère. Ciò nonostante, il conduttore usato non potrà essere più sottile in quanto, in tal caso, quando è richiesto il passaggio di una corrente di 1,78 ampère si avrebbe una dissipazione termica dovuta alla sezione insufficiente del conduttore.

Considerando invece il funzionamento come elevatore, figura 7 B, notiamo che, mantenendo una tensione di entrata costante di 100 volt tra l'inizio dell'avvolgimento e la presa relativa, e prelevando in uscita tutte le tensioni disponibili con le relative correnti a pieno carico, i vari settori dell'avvolgimento sono percorsi dalle correnti nel modo che ora vedremo.

Con una corrente primaria di 500:100=5 ampère, tra l'inizio e la presa a 100 volt la corrente effettiva (teorica) è pari a 0 ampère. Prelevando invece una tensione di 110 volt, abbiamo una corrente secondaria di 500:110=4,54 ampère: tuttavia, nel tratto di avvolgimento comune al primario a 110 volt, la corrente di 5 ampère scorre con polarità opposta, per cui si ha una corrente residua di 5 — 4,54=0,46 ampère. Di conseguenza, la corrente di 4,54 ampère dovrà scorrere soltanto nel tratto compreso tra le prese a 100 e 110 volt.

Aumentando progressivamente la tensione di uscita, abbiamo una corrente di 4,00 ampère tra 110 e 125 volt: 3,57 ampère tra 125 e 140: 3,12 ampère tra 140 e 160: 2,27 ampère tra 160 e 220: 2,08 ampère tra 220 e 240: 1,92 ampère tra 240 e 260, ed infine 1,78 ampère tra 260 e 280 volt.

Le correnti circolanti nei vari settori in questo secondo caso sono evidentemente maggiori che non nel primo: ed appunto questi sono i valori da prendere in considerazione per consentire il funzionamento sia come elevatore che come riduttore. In tal caso, usando l'autotrasformatore come elevatore di tensione, esso risulterà opportunamente dimensionato, e l'eccesso nella sezione del conduttore — se impiegato come riduttore — non arrecherà certo alcun inconveniente.

Naturalmente, i valori di corrente così calcolati po-

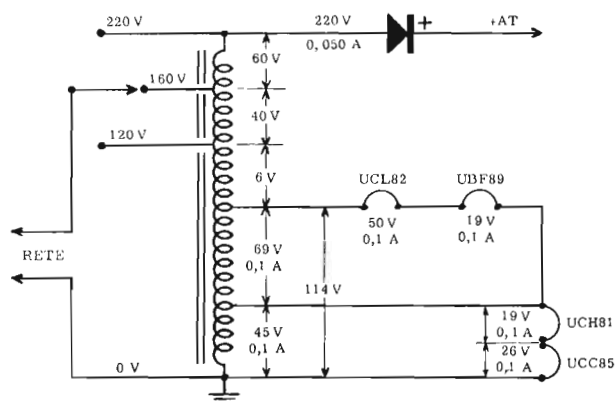



Fig. 8 — Schema elettrico dell'autotrasformatore del terzo esempio. Come si nota, la presa a 220 volt fornisce l'alta tensione per l'alimentazione anodica, mentre i due settori a bassa tensione alimentano i filamenti delle valvole, come segue: da 0 a 45 volt, 26+19 volt con 100 milliampère; da 45 a 114 volt, 19+50 volt con 100 mA. Dalla presa a 114 volt in su l'avvolgimento ha le sole prese relative al primario, mentre in corrispondenza della presa a 220 volt si ha, oltre alla presa del primario, la presa per l'alta tensione da rettificare mediante il raddrizzatore.

tranno essere arrotondati opportunamente, per la scelta del conduttore: per maggior precisione, specifichiamo che il tratto compreso tra 0 e 100 volt (che può essere percorso da una corrente massima di 3,22 ampère) potrà essere da 1,4 mm di diametro (vedi tabella 54 a pagina 309): il tratto compreso tra 100 e 110 volt verrà avvolto con filo da 1,5 mm. Indi si proseguirà con filo da 1,4 mm fino a 125 volt, da 1,35 mm fino a 140, da 1,30 mm fino a 160, da 1,2 mm fino a 220, da 1 mm fino a 240, da 0,95 mm fino a 260, ed infine da 0,90 mm fino a 280 volt.

Si noti che il tratto compreso tra 0 e 100 volt non viene in nessun caso percorso da una corrente maggiore di 3,22 ampère, per cui può essere avvolto con filo più sottile che non il tratto immediatamente successivo. In seguito, il diametro del conduttore tende comunque a diminuire progressivamente.

Determinazione del numero delle spire: abbiamo già appreso ed applicato in varie occasioni il sistema di calcolo del fattore spire per volt. Nel nostro caso, disponendo di una sezione netta di 27 cm², il fattore spire per volt sarà dato da 45 : 27 = 1,66. Di conseguenza, in fase di realizzazione, l'avvolgimento verrà effettuato come segue:

da 0 a 100 volt . . 1,66 × 100 = 166 spire - filo da 1,4 mm;
da 100 a 110 volt . . 1,66 × 10 = 16 spire - filo da 1,5 mm;
da 110 a 125 volt . . 1,66 × 15 = 25 spire - filo da 1,4 mm;
da 125 a 140 volt . . 1,66 × 15 = 25 spire - filo da 1,35 mm;
da 140 a 160 volt . . 1,66 × 20 = 33 spire - filo da 1,30 mm;
da 160 a 220 volt . . 1,66 × 60 = 99 spire - filo da 1,20 mm;
da 220 a 240 volt . . 1,66 × 20 = 33 spire - filo da 1,00 mm;
da 240 a 260 volt . . 1,66 × 20 = 33 spire - filo da 0,95 mm;
da 260 a 280 volt . . 1,66 × 20 = 33 spire - filo da 0,90 mm.

Dimensioni dei lamierini: siamo così giunti alla fase finale del calcolo. Noti i numeri delle spire delle varie sezioni dell'avvolgimento, non resta che determinare l'ingombro netto del rame dividendo il numero totale delle spire avvolte con ogni tipo di conduttore per la densità di spire per cm² corrispondente, e sommare i vari ingombri così ottenuti. L'ingombro totale verrà poi moltiplicato per 1,7 (dato l'elevato numero di prese intermedie), il che consente di valutare l'ingombro totale lordo dell'intero avvolgimento. Ciò consentirà di stabilire l'area della finestra del lamierino.

III° esempio

Vediamo ora come è possibile calcolare un autotrasformatore del tipo illustrato in **figura 8**, adatto per l'alimentazione di un apparecchio radio di piccola potenza. Come si nota, occorre un'alta tensione di 220 volt con 50 mA, e due tensioni di accensione, pari rispettivamente a 69 ed a 45 volt, entrambe con una corrente di 0,1 ampère.

L'autotrasformatore funziona soltanto come elevatore nei confronti dell'uscita a 220 volt (sia pure con rapporto 1 : 1 se l'entrata è anch'essa di 220 volt), mentre funziona soltanto come riduttore nei confronti delle tensioni di accensione.

Le potenze dissipate nel circuito secondario ammontano ad un totale di 22, 4 VA, valore che può essere arrotondato a 25 VA. Tuttavia, applicando le formule note, apprendiamo che la massima potenza di trasformazione ammonta a circa 12 VA. Ad essa corrisponde una sezione lorda di cm² 5,8 con lamierini da 0,35 mm, ed un fattore spire per volt pari a 45 : 5,2 = 8,7 (circa).

Tenendo conto della sottrazione delle intensità di corrente nei vari settori dell'avvolgimento, avremo, a partire dall'inizio (0), i seguenti dati:

Da 0 a 45 volt, spire 8,7 × 45 = 392: in questa parte dell'avvolgimento scorre una corrente secondaria di 150 mA, dalla quale va però sottratta la corrente primaria minima di 100 mA. Il conduttore sarà dunque adatto ad una corrente di 50 mA, ed avrà un diametro di 0,15 mm.

Da 45 a 114 volt, spire 8,7 × 69 = 600: in questa parte la corrente totale è identica a quella della sezione precedente, ed il conduttore sarà il medesimo.

Da 114 a 120 volt, spire 8,7 × 6 = 52. Quì la corrente di accensione non è più presente, bensì esiste soltanto la corrente anodica di 50 mA, e la corrente primaria opposta, il cui valore minimo è di 100 mA. Per la differenza di 50 mA useremo ancora un conduttore da 0,15 mm. Col medesimo conduttore si potrà continuare l'avvolgimento fino alla presa per 160 volt, avvolgendo ancora 8,7 × 40 = 348 spire, dopo di che si avvolgeranno le restanti 8,7 × 60 = 522 spire, fino alla presa a 220 volt.

In quest'ultima sezione il conduttore porta una corrente massima di circa 50 mA, per cui potrà avere ancora il diametro di 0,15 mm.

DOMANDE sulle LEZIONI 58ª e 59ª

N. 1 —
Quale è la caratteristica che distingue i trasformatori di Bassa Frequenza dai comuni trasformatori di alimentazione precedentemente considerati?

N. 2 —
Per quale motivo — in linea di massima — all'accoppiamento a trasformatore tra gli stadi di un amplificatore viene normalmente preferito l'accoppiamento RC, nonostante la prerogativa del trasformatore di consentire un elevamento della tensione?

N. 3 —
In quale modo è possibile collegare la bobina mobile di un altoparlante, caratterizzata da un basso valore di impedenza, al circuito di uscita di una valvola finale?

N. 4 —
Quale è la funzione più importante del trasformatore di uscita, oltre a quella di adattare l'impedenza?

N. 5 —
È possibile, mediante un trasformatore d'uscita. collegarsi a vari valori di impedenza di carico?

N. 6 —
Oltre all'azione di accoppiamento del segnale, quale è il compito del trasformatore intervalvolare collegato tra uno stadio pilota ed uno stadio finale in controfase?

N. 7 —
Quale rapporto intercorre tra l'impedenza reale del primario di un trasformatore di uscita, e l'impedenza riflessa?

N. 8 —
Quale relazione intercorre tra l'impedenza riflessa e l'impedenza di carico, a seconda che il trasformatore sia in salita o in discesa?

N. 9—
Quale è la differenza principale tra un trasformatore ed un autotrasformatore?

N. 10 —
Per quale motivo l'autotrasformatore è caratterizzato da un funzionamento più economico che non il trasformatore?

N. 11 —
Se un autotrasformatore viene collegato alla rete, senza che alcun carico venga applicato tra le prese secondarie, si ha un consumo di corrente corrispondente alla potenza per la quale esso è stato costruito?

N. 12 —
Considerando le correnti relative alle varie sezioni dell'avvolgimento allorchè esso funziona a pieno carico, si può dire che il loro valore è costante, sia nel funzionamento come riduttore che come elevatore di tensione?

N. 13 —
A quanto ammonta l'intensità di corrente che, in un'autotrasformatore circola nella parte di avvolgimento comune ai due circuiti primario e secondario?

N. 14 —
La potenza in gioco in un autotrasformatore, è quella effettivamente dissipata nel circuito secondario?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 449

N. 1 — Un circuito di accoppiamento.

N. 2 — In un condensatore, che preleva il segnale tra la placca e la resistenza di carico dello stadio precedente, e lo trasferisce sulla griglia di quello successivo.

N. 3 — Nel rapporto tra il segnale di uscita e quello di entrata, considerato nei confronti dell'intera gamma di frequenze su cui l'apparecchio deve poter funzionare.

N. 4 — Le capacità interelettrodiche delle valvole, le capacità parassite dei componenti e dei collegamenti relativi verso massa, nonchè — a volte — la reattanza di alcuni componenti.

.N 5 — L'elevata reattanza offerta dai condensatori di accoppiamento.

N. 6 — La resistenza di carico deve essere di valore notevolmente più elevato della resistenza dinamica di placca della valvola.

N. 7 — Uno stadio ad accoppiamento LC è simile ad uno ad accoppiamento RC. La differenza consiste nel fatto che, al posto della resistenza di carico anodico, si trova una impedenza. Questa offre alla componente continua una resistenza di valore ridotto, per cui la tensione effettiva di placca è maggiore che non in uno stadio di tipo RC.

N. 8 — Un amplificatore i cui stadi sono accoppiati attraverso circuiti RC ha un responso maggiormente lineare.

N. 9 — L'assenza di condensatori o di trasformatori di accoppiamento. La placca di uno stadio è in contatto con la griglia di quello successivo.

N. 10 — Perchè la mancanza di condensatori e di induttanze nel circuito di accoppiamento evita la variazione di amplificazione col variare della frequenza, in quanto non esistono reattanze.

N. 11 — Perchè in tal modo, allorchè si manifesta una certa corrente di griglia, non si sviluppa una tensione di polarizzazione eccessiva a causa della caduta di tensione nel medesimo circuito di griglia.

N. 12 — Quelli che costituiscono il circuito di accoppiamento. Il loro valore è infatti elevato per le frequenze basse, ed è invece tanto minore quanto maggiore è la frequenza di funzionamento.

N. 13 — Il tempo impiegato da un elettrone per trasferirsi da un elettrodo ad un altro internamente ad una valvola.

N. 14 — Riducendo lo spazio presente tra gli elettrodi.

N. 15 — Sommando i guadagni in dB dei singoli stadi.

N. 16 — Quattro: di ampiezza, di frequenza, di fase e distorsione armonica.

N. 17 — Perchè in un apparecchio elettronico esistono sempre tensioni che possono essere o positive o negative verso massa, e, a causa della necessaria presenza di un punto di massa comune all'apparecchio sotto prova ed al voltmetro, non è possibile invertire i puntali come accade con un « tester ».

N. 18 — Agendo sul controllo denominato « bilanciamento in corrente alternata ».

Abbiamo esaminato nelle lezioni 52ª e 55ª l'argomento della valvola come amplificatrice ed i vari circuiti relativi; abbiamo visto come è possibile studiarne le caratteristiche riferite alle varie resistenze di carico, alle varie tensioni di polarizzazione, ecc.

Sebbene i dati enunciati siano sufficienti per progettare uno o più stadi di amplificazione, e per calcolare i valori delle resistenze necessarie per polarizzare gli elettrodi, riteniamo di grande utilità pubblicare la tabella 67, redatta a cura della RCA, mediante la quale è possibile stabilire con estrema semplicità i valori tipici da assegnare ai componenti di uno stadio RC, che intervengono nel funzionamento di una valvola onde sfruttarne al massimo le possibilità, e ricavarne quindi le migliori prestazioni soprattutto dal punto di vista della gamma di frequenze uniformemente amplificata.

Questa tabella — riferita ai soli triodi — verrà integrata da un'altra, nella lezione 63ª, riferita ai pentodi.

GLI STADI « R-C »

Le valvole amplificatrici di tensione con accoppiamento a resistenza e capacità, già sappiamo, funzionano con componenti e circuiti relativamente semplici, e consentono un'amplificazione particolarmente uniforme in una gamma di frequenze sufficientemente ampia.

Vengono forniti i dati relativi a numerosi tipi di valvole, tra cui triodi ad alto e basso coefficiente di amplificazione (μ), doppi triodi, ecc. Riportiamo inoltre un indice che consente di individuare rapidamente il gruppo nel quale figura la valvola di cui si desidera conoscere i valori di funzionamento.

SIMBOLI USATI

Nella tabella dei valori tipici sono stati adottati dei simboli già noti al lettore, e che qui riportiamo unicamente per maggiore comodità.

C = Capacità di accoppiamento, in μF.

C_k = Capacità catodica (in parallelo ad R_k), in μF.

E_{bb} = Tensione anodica di alimentazione, da non confondere con la tensione presente direttamente sulla placca. Questa è data da E_{bb} meno la caduta di tensione che si manifetsa ai capi di R_p e di R_k. È espressa in volt.

R_k = Resistenza di polarizzazione di catodo, in ohm.

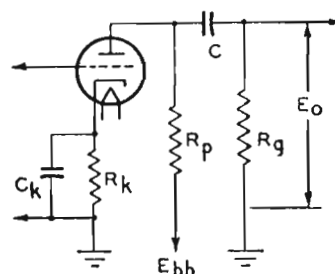
R_g = Resistenza di griglia (di fuga), in Mohm.

R_p = Resistenza di placca, in Mohm.

VG = Guadagno di tensione con uscita di 5 volt eff. a meno che non sia diversamente specificato.

E_o = Tensione di picco di uscita in volt. Detta tensione si manifesta ai capi di R_g dello stadio successivo in corrispondenza di qualsiasi frequenza compresa nel tratto lineare della curva di responso. Ciò è subordinato alle condizioni che sussistono allorchè l'ampiezza del segnale è tale da variare la tensione di griglia dello stadio RC fino al punto in cui la griglia stessa inizia ad assorbire corrente.

N.B. Per tensioni di alimentazione anodica che differiscono del 50 per cento da quelle considerate nelle tabelle, i valori delle resistenze e delle capacità, nonchè quelli del guadagno di tensione, sono approssimativamente esatti. Tuttavia, il valore della tensione di uscita, corrispondente ad uno qualsiasi di tali differenti valori, equivale alla tensione di uscita elencata, moltiplicata per il rapporto tra la tensione anodica differente e quella corrispondente al medesimo valore elencato.

TABELLA 67 — VALORI TIPICI per STADI di AMPLIFICAZIONE del tipo RC

Schema di stadio amplificatore a resistenza-capacità cui si riferiscono i simboli ed i valori della tabella.

INDICE

Tipo di valvola	Gruppo						
		6AQ6	A	6J5	C	12AU7A	B
		6AT6	A	6SL7	A	12AV6	D
		6AV6	D	6SN7	C	12AX7	D
3AV6	A	6BK7B	G	6Y8	A	12SL7	A
ABQ7Q	G	6BQ7A	G	6T8A	A	12SN7	C
4BZ7	G	6BZ7	G	7AU7	B	19T8	A
5BK7A	G	6C4	B	8CG7	C	5879(T)	E
5BQ7A	G	6CG7	C	12AT6	A	7025	D
5T8	A	6CN7	A	12AT7	F	7199(T)	H
6AB4	F	6EU7	D				

CONSIDERAZIONI GENERALI sul CIRCUITO

Nella breve dissertazione che segue, f_2 rappresenta il valore di frequenza in corrispondenza del quale il responso alle frequenze elevate inizia a diminuire. Per contro, f_1 è il valore in corrispondenza del quale il responso alle frequenze minori comincia a scendere al di sotto del valore soddisfacente.

I valori elencati, sia delle resistenze che delle capacità, possono variare del 10% senza che ciò alteri in modo apprezzabile le corrispondenti caratteristiche di funzionamento.

R_p, R_g ed R_k possono normalmente avere una dissipazione di 0,5 watt. La tensione di lavoro dei condensatori di accoppiamento e di filtro deve essere superiore o almeno pari alla tensione di alimentazione E_{bb}. La capacità C_k può invece avere una tensione di lavoro ridotta, dell'ordine cioè da 10 a 25 volt.

La tensione di picco del segnale di ingresso equivale alla tensione di picco del segnale di uscita, divisa per il guadagno di tensione.

AMPLIFICATORE a TRIODO

Le capacità C e C_k sono state scelte in modo da consentire una tensione di uscita pari a 0,8 E_o con un valore di f_1 pari a 100 Hz. Per qualsiasi altro valore di f_1 moltiplicare C e C_k per il rapporto $100 : f_1$.

Per ciò che riguarda la capacità C_k, i valori elencati nella tabella sono riferiti al sistema di accensione del filamento con corrente continua. Se si usa invece corrente alternata, a seconda delle caratteristiche intrinseche dei circuiti associati, del guadagno e del valore di f_1, può essere opportuno aumentarne il valore allo scopo di diminuire il rumore di fondo introdotto dall'alternata stessa.

La tensione di uscita riferita ad f_1, di un numero « n » di stadi eguali tra loro è data da:

$$\text{volt uscita} = (0,8)^n \times E_o$$

nella quale E_o rappresenta la tensione di picco di uscita dello stadio finale.

Per un amplificatore di tipo convenzionale, il valore di f_2 è notevolmente superiore al limite massimo delle frequenze acustiche, per qualsiasi valore di R_p.

Per le valvole multiple (triodi-pentodi) cercare il tipo di valvola seguito dalla lettera T per la sezione triodo.

Ebb	Rp	Rg	Rg2	Rk	Cg2	Ck	C	Eo	V.G.
90	0.1	0.1	-	4200	-	2.5	0.025	5.4	22●
		0.22	-	4600	-	2.2	0.014	7.5	27●
		0.47	-	4800	-	2.0	0.0065	9.1	30●
	0.22	0.22	-	7000	-	1.5	0.013	7.3	30●
		0.47	-	7800	-	1.3	0.007	10	34■
		1.0	-	8100	-	1.1	0.0035	12	37★
	0.47	0.47	-	12000	-	0.83	0.006	10	36■
		1.0	-	14000	-	0.7	0.0035	14	39★
		2.2	-	15000	-	0.6	0.002	16	41★
180	0.1	0.1	-	1900	-	3.6	0.027	19	30★
		0.22	-	2200	-	3.1	0.014	25	35
		0.47	-	2500	-	2.8	0.0065	32	37
	0.22	0.22	-	3400	-	2.2	0.014	24	38
		0.47	-	4100	-	1.7	0.0065	34	42
		1.0	-	4600	-	1.5	0.0035	38	44
	0.47	0.47	-	6600	-	1.1	0.0065	29	44
		1.0	-	8100	-	0.9	0.0035	38	46
		2.2	-	9100	-	0.8	0.002	43	47
300	0.1	0.1	-	1500	-	4.4	0.027	40	34
		0.22	-	1800	-	3.6	0.014	54	38
		0.47	-	2100	-	3.0	0.0065	63	41
	0.22	0.22	-	2600	-	2.5	0.013	51	42
		0.47	-	3200	-	1.9	0.0065	65	46
		0.1	-	3700	-	1.6	0.0035	77	48
	0.47	0.47	-	5200	-	1.2	0.006	61	48
		1.0	-	6300	-	1.0	0.0035	74	50
		2.2	-	7200	-	0.9	0.002	85	51

GRUPPO "A"

Valvole
5T8
6AQ6
6AT6
6CN7
6SL7-GT•
6T8
6T8-A
12AT6
12SL7-GT•
19T8

Ebb	Rp	Rg	Rg2	Rk	Cg2	Ck	C	Eo	V.G.
90	0.047	0.047	-	1600	-	3.2	0.061	9	10■
		0.1	-	1800	-	2.5	0.033	11	11★
		0.22	-	2000	-	2.0	0.015	14	11
	0.1	0.1	-	3000	-	1.6	0.032	10	11★
		0.22	-	3800	-	1.1	0.015	15	11
		0.47	-	4500	-	1.0	0.007	18	11
	0.22	0.22	-	6800	-	0.7	0.015	14	11
		0.47	-	9500	-	0.5	0.0065	20	11
		1.0	-	11500	-	0.43	0.0035	24	11
180	0.047	0.047	-	920	-	3.9	0.062	20	11
		0.1	-	1200	-	2.9	0.037	26	12
		0.22	-	1400	-	2.5	0.016	29	12
	0.1	0.1	-	2000	-	1.9	0.032	24	12
		0.22	-	2800	-	1.4	0.016	33	12
		0.47	-	3600	-	1.1	0.007	40	12
	0.22	0.22	-	5300	-	0.8	0.015	31	12
		0.47	-	8300	-	0.56	0.007	44	12
		1.0	-	10000	-	0.48	0.0035	54	12
300	0.047	0.047	-	870	-	4.1	0.065	38	12
		0.1	-	1200	-	3.0	0.034	52	12
		0.22	-	1500	-	2.4	0.016	68	12
	0.1	0.1	-	1900	-	1.9	0.032	44	12
		0.22	-	3000	-	1.3	0.016	68	12
		0.47	-	4000	-	1.1	0.007	80	12
	0.22	0.22	-	5300	-	0.9	0.015	57	12
		0.47	-	8800	-	0.52	0.007	82	12
		1.0	-	11000	-	0.46	0.0035	92	12

- • Sezione triodo, ovvero una delle unità.
- ■ Guadagno di tensione misurato con uscita di 2 volt eff.
- ▲ Il condensatore di accoppiamento deve essere scelto in modo da consentire il responso desiderato alla frequenza. La resistenza di catodo deve avere in parallelo una capacità adeguata.
- ★ Con uscita di 4 volt eff.
- ● Con uscita di 2 volt eff.

Valvole
6C4
7AU7•
12AU7-A•

GRUPPO "B"

Ebb	Rp	Rg	Rg2	Rk	Cg2	Ck	C	Eo	V.G.
90	0.047	0.047	–	1870	–	3.1	0.063	14	13
		0.1	–	2230	–	2.5	0.031	18	14
		0.22	–	2500	–	2.1	0.016	20	14
	0.1	0.1	–	3370	–	1.8	0.034	15	14
		0.22	–	4100	–	1.3	0.015	20	14
		0.47	–	4800	–	1.1	0.006	23	15
	0.22	0.22	–	7000	–	0.80	0.013	16	14
		0.47	–	9100	–	0.65	0.007	22	14
		1.00	–	10500	–	0.60	0.004	25	15
180	0.047	0.047	–	1500	–	3.6	0.066	33	14
		0.1	–	1860	–	2.9	0.055	41	14
		0.22	–	2160	–	2.2	0.015	47	15
	0.1	0.1	–	2750	–	1.8	0.028	35	15
		0.22	–	3550	–	1.4	0.015	45	15
		0.47	–	4140	–	1.3	0.007	51	16
	0.22	0.22	–	5150	–	1.0	0.016	36	16
		0.47	–	7000	–	0.71	0.007	45	16
		1.00	–	7800	–	0.61	0.004	51	16
300	0.047	0.047	–	1300	–	3.6	0.061	59	14
		0.1	–	1580	–	3.0	0.032	73	15
		0.22	–	1800	–	2.5	0.015	83	16
	0.1	0.1	–	2500	–	1.9	0.031	68	16
		0.22	–	3130	–	1.4	0.014	82	16
		0.47	–	3900	–	1.2	0.0065	96	16
	0.22	0.22	–	4800	–	0.95	0.015	68	16
		0.47	–	6500	–	0.69	0.0065	85	16
		1.00	–	7800	–	0.58	0.0035	96	16

GRUPPO "C"

Valvole
6CG7 ●
6J5
6J5-GT
6SN7-GTB ●
8CG7
12SN7-GT ●

Ebb	Rp	Rg	Rg2	Rk	Cg2	Ck	C	Eo	V.G.
90	0.1	0.1	–	4400	–	2.7	0.023	5	29 ●-
		0.22	–	4700	–	2.4	0.013	6	35 ●-
		0.47	–	4800	–	2.3	0.007	8	41 ●-
	0.22	0.22	–	7000	–	1.6	0.001	6	39 ●-
		0.47	–	7400	–	1.4	0.006	9	45 ■
		1.0	–	7600	–	1.3	0.003	11	48 ★
	0.47	0.47	–	12000	–	0.9	0.006	9	48 ■
		1.0	–	13000	–	0.8	0.003	11	52 ★
		2.2	–	14000	–	0.7	0.002	13	55 ★
180	0.1	0.1	–	1800	–	4.0	0.025	18	40
		0.22	–	2000	–	3.5	0.013	25	47
		0.47	–	2200	–	3.1	0.006	32	52
	0.22	0.22	–	3000	–	2.4	0.012	24	53
		0.47	–	3500	–	2.1	0.006	34	59
		1.0	–	3900	–	1.8	0.003	39	63
	0.47	0.47	–	5800	–	1.3	0.006	30	62
		1.0	–	6700	–	1.1	0.003	39	66
		2.2	–	7400	–	1.0	0.002	45	68
300	0.1	0.1	–	1300	–	4.6	0.027	43	45
		0.22	–	1500	–	4.0	0.013	57	52
		0.47	–	1700	–	3.6	0.006	66	57
	0.22	0.22	–	2200	–	3.0	0.013	54	59
		0.47	–	2800	–	2.3	0.006	69	65
		1.0	–	3100	–	2.1	0.003	79	68
	0.47	0.47	–	4300	–	1.6	0.006	62	69
		1.0	–	5200	–	1.3	0.003	77	73
		2.2	–	5900	–	1.1	0.002	92	75

● Sezione triodo, ovvero una delle unità.

■ Guadagno di tensione misurato con uscita di 2 volt eff.

▲ Il condensatore di accoppiamento deve essere scelto in modo da consentire il responso desiderato alla frequenza. La resistenza di catodo deve avere in parallelo una capacità adeguata.

★ Con uscita di 4 volt eff.

●- Con uscita di 2 volt eff.

Valvole
3AV6
6AV6
6EU7 ●
12AV6
12AX7 ●
7025 ●

GRUPPO "D"

E_{bb}	R_p	R_g	R_{g2}	R_k	C_{g2}	C_k	C	E_o	V.G.
		0.047	–	1800	–	2.9	0.060	9	10●-
	0.047	0.1	–	2100	–	2.4	0.033	12	11■
		0.22	–	2200	–	2.3	0.016	14	21★
		0.1	–	3200	–	1.8	0.027	10	12■
90	0.1	0.22	–	3900	–	1.3	0.015	13	13★
		0.47	–	4300	–	1.0	0.007	16	13
		0.22	–	6200	–	0.87	0.015	12	13■
	0.22	0.47	–	8100	–	0.53	0.006	16	13
		1.00	–	9000	–	0.49	0.003	19	14
		0.047	–	1200	–	3.5	0.063	21	12
	0.047	0.1	–	1600	–	2.6	0.033	29	13
		0.22	–	1800	–	2.4	0.016	35	13
		0.1	–	2200	–	1.9	0.031	26	13
180	0.1	0.22	–	2900	–	1.35	0.015	33	14
		0.47	–	3400	–	1.1	0.007	40	14
		0.22	–	4500	–	0.92	0.015	28	14
	0.22	0.47	–	6400	–	0.61	0.006	39	14
		1.00	–	8200	–	0.52	0.003	47	14
		0.047	–	1100	–	3.9	0.063	42	13
	0.047	0.1	–	1500	–	2.8	0.033	65	13
		0.22	–	1700	–	2.5	0.016	71	14
		0.1	–	2000	–	2.1	0.032	45	15
300	0.1	0.22	–	3400	–	1.4	0.015	74	15
		0.47	–	3700	–	1.1	0.007	83	15
		0.22	–	4300	–	0.97	0.015	50	15
	0.22	0.47	–	7200	–	0.63	0.007	88	15
		1.00	–	7400	–	0.63	0.003	94	15

GRUPPO "E"

Valvola

5879

E_{bb}	R_p	R_g	R_{g2}	R_k	C_{g2}	C_k	C	E_o	V.G.
		0.1	–	3900	–	1.8	0.024	10	18
	0.1	0.22	–	4000	–	1.6	0.014	12	20
		0.47	–	4030	–	1.36	0.0075	13	20
		0.22	–	7600	–	1.0	0.012	12	21
90	0.22	0.47	–	7500	–	0.86	0.0079	13	24
		1.0	–	7800	–	0.81	0.0056	15	25
		0.47	–	14000	–	0.49	0.0064	13	23
	0.47	1.0	–	14000	–	0.49	0.0053	15	24
		2.2	–	15000	–	0.45	0.005	15	25
		0.1	–	1160	–	3.2	0.027	15	25
	0.1	0.22	–	1220	–	2.8	0.015	18	29
		0.47	–	1240	–	2.4	0.009	19	30
		0.22	–	2600	–	1.63	0.014	18	29
180	0.22	0.47	–	2630	–	1.4	0.0083	19	31
		1.0	–	2700	–	1.3	0.006	20	28
		0.47	–	5600	–	0.83	0.008	19	29
	0.47	1.0	–	5700	–	0.71	0.0056	20	31
		2.2	–	5600	–	0.66	0.0048	21	32
		0.1	–	740	–	4.8	0.031	21	35
	0.1	0.22	–	740	–	3.9	0.016	24	41
		0.47	–	750	–	3.3	0.009	25	43
		0.22	–	1200	–	2.4	0.0154	24	40
300	0.22	0.47	–	1230	–	1.8	0.0086	23	35
		1.0	–	1250	–	1.6	0.006	24	36
		0.47	–	2800	–	1.05	0.0085	22	36
	0.47	1.0	–	2800	–	0.94	0.006	23	38
		2.2	–	2900	–	0.90	0.0058	23	37

● Sezione triodo, ovvero una delle unità.

■ Guadagno di tensione misurato con uscita di 2 volt eff.

▲ Il condensatore di accoppiamento deve essere scelto in modo da consentire il responso desiderato alla frequenza. La resistenza di catodo deve avere in parallelo una capacità adeguata.

★ Con uscita di 4 volt eff.

●- Con uscita di 2 volt eff.

Valvole

6AB4■

12AT7●■

GRUPPO "F"

GRUPPO "G"

Valvole
4BQ7-A●■
4BZ7 ●■
5BK7-A●■
5BQ7-A●■
6BK7-B●■
6BQ7-B●■
6BZ7●■

Ebb	Rp	Rg	Rg2	Rk	Cg2	Ck	C	Eo	V.G.
90	0.047	0.047	–	2270	–	2.6	0.046	6	14
		0.1	–	2000	–	2.5	0.028	10	16
		0.22	–	2060	–	2.3	0.015	11	18
	0.1	0.1	–	3800	–	1.62	0.026	10	16
		0.22	–	4000	–	1.3	0.0137	12	19
		0.47	–	4000	–	1.3	0.0086	13	20
	0.22	0.22	–	7600	–	0.8	0.013	11	19
		0.47	–	8000	–	0.7	0.008	12	20
		1.0	–	8000	–	0.65	0.0057	13	20
180	0.047	0.047	–	760	–	5.6	0.059	16	20
		0.1	–	770	–	4.8	0.032	18	25
		0.22	–	760	–	4.2	0.016	19	27
	0.1	0.1	–	1400	–	2.8	0.03	17	24
		0.22	–	1500	–	2.3	0.015	18	23
		0.47	–	1500	–	2.1	0.009	19	27
	0.22	0.22	–	2600	–	1.4	0.015	16	23
		0.47	–	2600	–	1.15	0.0088	18	25
		1.0	–	2600	–	1.05	0.006	18	26
300	0.047	0.047	–	360	–	7.4	0.062	21	28
		0.1	–	360	–	6.0	0.032	22	29
		0.22	–	370	–	5.1	0.016	23	30
	0.1	0.1	–	720	–	3.8	0.032	21	28
		0.22	–	700	–	3.0	0.016	22	30
		0.47	–	700	–	2.6	0.009	23	31
	0.22	0.22	–	1200	–	1.9	0.016	21	29
		0.47	–	1500	–	1.5	0.009	21	30
		1.0	–	1500	–	1.2	0.006	22	30

● Sezione triodo, ovvero una delle unità.

■ Guadagno di tensione misurato con uscita di 2 volt eff.

▲ Il condensatore di accoppiamento deve essere scelto in modo da consentire il responso desiderato alla frequenza. La resistenza di catodo deve avere in parallelo una capacità adeguata.

★ Con uscita di 4 volt eff.

●- Con uscita di 2 volt eff.

Ebb	Rp	Rg	Rg2	Rk	Cg2	Ck	C	Eo	V.G.
90	0.047	0.047	–	1200	–	3.1	0.058	6	13
		0.1	–	1200	–	2.64	0.031	7	13
		0.22	–	1210	–	2.38	0.015	7	14
	0.1	0.1	–	2200	–	1.63	0.031	7	13
		0.22	–	2250	–	1.26	0.015	7	13
		0.47	–	2200	–	1.12	0.0086	7	9
	0.22	0.22	–	2300	–	1.28	0.015	8	13
		0.47	–	4600	–	0.61	0.0085	7	13
		1.0	–	4500	–	0.55	0.0055	7	13
180	0.047	0.047	–	530	–	4.6	0.061	9	15
		0.1	–	530	–	3.6	0.033	9	16
		0.22	–	550	–	3.0	0.0158	10	16
	0.1	0.1	–	1010	–	2.3	0.032	9	15
		0.22	–	1400	–	1.5	0.0153	8	15
		0.47	–	1500	–	1.4	0.0087	9	16
	0.22	0.22	–	2200	–	0.98	0.0157	8	14
		0.47	–	2100	–	0.75	0.0087	8	15
		1.0	–	2100	–	0.60	0.0056	8	15
300	0.047	0.047	–	220	–	4.4	0.063	11	19
		0.1	–	300	–	3.3	0.033	11	19
		0.22	–	330	–	2.3	0.016	11	19
	0.1	0.1	–	520	–	2.3	0.032	10	17
		0.22	–	600	–	1.4	0.015	10	18
		0.47	–	630	–	0.9	0.009	10	18
	0.22	0.22	–	1000	–	0.9	0.015	9	17
		0.47	–	1200	–	0.62	0.0088	8	17
		1.0	–	1300	–	0.60	0.0057	8	17

Valvola
7199 ■

GRUPPO "H"

a
giorni il nuovo fascicolo
di
"RADIO e TELEVISIONE,,

Una copia, alle edicole, lire 300

E' — come sempre — un numero di alto interesse per il suo ricco contenuto. Vi troverete, tra l'altro:

— Un articolo sulla registrazione magnetica, particolarmente dedicato alle **misure sul rendimento dei registratori,** un argomento sul quale non è facile trovare letteratura tecnica in italiano.

— Un articolo dedicato ad un esame delle **caratteristiche** e delle **principali applicazioni dei transistori,** con particolare riguardo al progetto dei radioricevitori. L'Autore — ingegnere, dirigente presso un grande complesso industriale specializzato nel ramo — tratta con vera competenza e praticità dei problemi e delle soluzioni relative.

— Agli impulsi si fa sovente ricorso nelle apparecchiature che riguardano le applicazioni dell'elettronica all'industria: un chiaro scritto su questo soggetto vi informa sui **circuiti generatori di impulsi.**

— Ai tecnici di Laboratorio interesserà certamente il **« tracciatore di curve » per semiconduttori** (diodi e transistori) che costituisce oggetto di un articolo tecnico descrittivo, con dati relativi alla realizzazione.

— **« Fotomoltiplicatori e scintillatori per rivelazioni di radiazioni nucleari »** è il titolo di un altro articolo contenuto in questo fascicolo. In tale articolo si esaminano le soluzioni più recenti e razionali adottate per pervenire ad apparecchiature semplici e di estremo rendimento.

— Infine, un argomento mai trattato in Italia, con un'analisi tecnico analitica così completa: **la termoelettricità.** Sono esposti, oltre che i principî, anche le più recenti e convenienti applicazioni, e i criteri di progetto di realizzazioni pratiche. E' assai opportuno seguire oggi il rapido evolversi di questa tecnica che è destinata a rivoluzionare non poche branche produttive basate su altri sistemi tradizionali.

Completano il fascicolo le abituali rubriche, e cioè un notiziario relativo ad avvenimenti riguardanti la tecnica elettronica, da tutto il mondo; una recensione di libri ed opuscoli; gli avvisi gratuiti, a disposizione indistintamente di tutti i lettori; un esame di apparecchiature del commercio; un breve riassunto di importanti articoli di riviste straniere, ecc. ecc.

Abbonamento per 12 Numeri. . . . . lire 3.060.
Per gli abbonati al "Corso di Radiotecnica,, ... solo lire 2.754.

Abbonamento: "RADIO e TELEVISIONE,, - via dei Pellegrini N. 8/4, conto corrente postale: 3/4545 - Milano

Prenotatela presso il vostro giornalaio.

Comunicategli che il servizio di distribuzione per tutta l'Italia è affidato alla spett. Diffusione Milanese - Via Soperga 57 - Milano.

Questo fascicolo può essere comunque anche il primo di un vostro abbonamento.

L'abbonamento non ha riferimento all'anno solare e vi da sempre diritto a ricevere 12 Numeri: inoltre, vi invieremo 4 fascicoli in omaggio, da voi scelti tra quelli disponibili, anteriori al N. 96.

Se non disponete del N. 97 potete farlo includere nell'abbonamento.

Mantenetevi aggiornati con la tecnica radio-TV leggendo assiduamente

« RADIO e TELEVISIONE »

Per la costruzione delle vostre apparecchiature radio, la Ditta GIAN BRUTO CASTELFRANCHI è in grado di fornirvi tutto il materiale occorrente. Rivolgetevi alla più vicina delle sue sedi o direttamente alla sede Centrale - Via Petrella, N. 6 - Milano.

SEDI

AVELLINO	- Via Vitt. Emanuele, 122
BARI	- Piazza Garibaldi, 58
BOLOGNA	- Via R. Reno, 62
BENEVENTO	- Corso Garibaldi, 12
BERGAMO	- Via S. Bernardino, 28
CIVITANOVA	- Corso Umberto, 77
CAGLIARI	- Via Rossini, 44
CATANIA	- Via Cimarosa, 10
CREMONA	- Via Cesari, 1
FIRENZE	- Viale Belfiore, 8 r
GENOVA	- Piazza J. da Varagine 7/8 r
LA SPEZIA	- Via Persio, 5 r
MANTOVA	- Via Arrivabene, 35
NAPOLI	- Via Camillo Porzio, 10 a/b
PALERMO	- Piazza Castelnuovo, 48
PADOVA	- Via Beldomandi, 1
ROMA	- Via S. Agostino, 14
TORINO	- Via Nizza, 34

Ricordate che, disponendo del "CATALOGO ILLUSTRATO GBC", potrete con facilità individuare le parti staccate che vi interessano: è un grosso volume di ben 613 pagine che potrete richiedere - con versamento di lire 1000 - all'indirizzo citato.

Dal 1931 su tutti i mercati del mondo

PARTI STACCATE PER RADIO - TELEVISIONE - AMPLIFICAZIONE - APPARECCHI ELETTRONICI

IMPEDENZE DI FILTRO - STABILIZZATORI DI TENSIONE - MICRORELAIS - FILTRO SILENZIATORE
CONDENSATORI ELETTROLITICI - VIBRATORI - SURVOLTORI - INVERTITORI - TRASFORMATORI

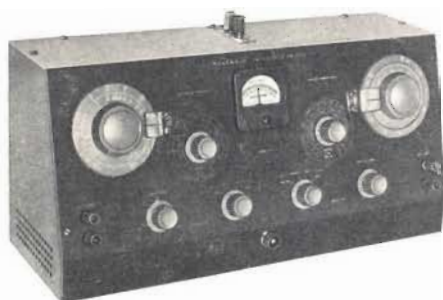
CHIEDETE IL LISTINO DELLE PARTI STACCATE

Direzione Centrale: GELOSO S.p.A. Viale Brenta 29 - MILANO 808

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

MODELLO

IB-2A

CARATTERISTICHE

Circuiti	A ponte con quattro rami
Misure in c.c.	Incorpora un alimentatore che funziona a 110 Volt c.a. Sono previsti dei morsetti per l'impiego di un alimentatore esterno.
Strumento indicatore	100 - 0 - 100 microampère
Misure in c.c.	Incorpora un generatore 1000 Hz. Sono previsti dei morsetti per l'impiego di un generatore esterno per misure ad altre frequenze
Rivelatore	Rivelatore con tubo a vuoto ed uso di uno strumento ad indice incorporato. Desiderando impiegare un rivelatore esterno questo è reso possibile da due serrafili all'uopo previsti
Resistenze	0,1 ohm ÷ 10 Megaohm
Capacità	10 pF ÷ 100 microfarad
Induttanza	10 microHenry ÷ 100 Henry
Fattore di dissipazione	(D) 0,002 ÷ 1
Fattore di merito	(Q) 0,1 ÷ 1000
Precisione	Delle resistenze decadali 0,5 ÷ 1% Resistenza ± 3% Capacità ± 3% Induttanza ± 10% fattore di dissipazione $D = \omega CR$ ± 20% Fattore di merito ($Q = \omega L/R$) ± 20% La percentuale di errore aumenta gli estremi di gamma
Tubi elettronici	2 - 1U4 e 2 - 1L4
Alimentatore	Con trasformatore e rettificatore al Selenio
Dimensioni	altezza 20; larghezza 42; profondità 15 cm.
Alimentazione	105 ÷ 125 Volt c.a.; 50 ÷ 60 Hz; 10 Watt

RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

soc. r. l. **MILANO** P.zza 5 GIORNATE 1
Telefoni: 795.762 - 795.763

AGENTI ESCLUSIVI DI VENDITA PER: LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI
Soc. FILC RADIO - ROMA
Piazza Dante, 10 - Telefono 736.771

EMILIA - MARCHE
Ditta A. ZANIBONI - BOLOGNA
Via Azzogardino, 2 - Telefono 263.359